



PATENT

IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

In re Application of: :
: :
Hun-Kee Kim et al. : Group Art Unit: 2661
: :
Serial No.: 10/614,078 :
: :
Filed: July 8, 2003 :
: :
For: APPARATUS AND METHOD FOR :
PERFORMING ADAPTIVE CHANNEL :
ESTIMATION IN A MOBILE :
COMMUNICATION SYSTEM :

TRANSMITTAL OF PRIORITY DOCUMENT

COMMISSIONER FOR PATENTS
P. O. Box 1450
Alexandria, VA 22313-1450

Sir:

In order to perfect the claim for priority under 35 U.S.C. §119(a), the Applicants herewith submits a certified copy of Korean Patent Application No. 2002-0039847, as filed on July 9, 2002. Should anything further be required, the Office is asked to contact the undersigned attorney at the local telephone number listed below.

Respectfully submitted,

Peter L. Kendall
Attorney of Record
Reg. No.: 46,246

Roylance, Abrams, Berdo & Goodman, L.L.P.
1300 19th Street, N.W., Suite 600
Washington, D.C. 20036-2680
(202) 659-9076

Dated: December 8, 2003



별첨 사본은 아래 출원의 원본과 동일함을 증명함.

This is to certify that the following application annexed hereto
is a true copy from the records of the Korean Intellectual
Property Office.

출 원 번 호 : 10-2002-0039847
Application Number

출 원 년 월 일 : 2002년 07월 09일
Date of Application JUL 09, 2002

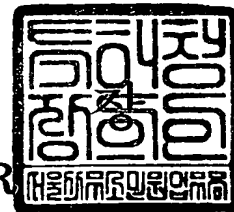
출 원 인 : 삼성전자주식회사
Applicant(s) SAMSUNG ELECTRONICS CO., LTD.



2003 년 11 월 01 일

특 허 청

COMMISSIONER



【서지사항】

【서류명】	특허출원서
【권리구분】	특허
【수신처】	특허청장
【참조번호】	0006
【제출일자】	2002.07.09
【국제특허분류】	H04L
【발명의 명칭】	이동통신시스템의 적응형 채널 추정장치 및 방법
【발명의 영문명칭】	APPARATUS AND METHOD FOR ADAPTIVE CHANNEL ESTIMATION IN MOBILE COMMUNICATION SYSTEM
【출원인】	
【명칭】	삼성전자 주식회사
【출원인코드】	1-1998-104271-3
【대리인】	
【성명】	이건주
【대리인코드】	9-1998-000339-8
【포괄위임등록번호】	1999-006038-0
【발명자】	
【성명의 국문표기】	김헌기
【성명의 영문표기】	KIM,Hun Kee
【주민등록번호】	660717-1162634
【우편번호】	156-771
【주소】	서울특별시 동작구 사당2동 신동아아파트 406동 1006호
【국적】	KR
【발명자】	
【성명의 국문표기】	최진규
【성명의 영문표기】	CHOI,Gin Kyu
【주민등록번호】	600226-1005726
【우편번호】	110-767
【주소】	서울특별시 종로구 명륜동2가 아남아파트 101동 104호
【국적】	KR
【발명자】	
【성명의 국문표기】	문용석
【성명의 영문표기】	MOON,Yong Suk



1020020039847

출력 일자: 2003/11/10

【주민등록번호】	630816-1932314		
【우편번호】	463-500		
【주소】	경기도 성남시 분당구 구미동 까치마을 주공아파트 205동 502호		
【국적】	KR		
【발명자】			
【성명의 국문표기】	김노선		
【성명의 영문표기】	KIM, Noh Sun		
【주민등록번호】	731203-1451011		
【우편번호】	442-371		
【주소】	경기도 수원시 팔달구 매탄동 1160-15		
【국적】	KR		
【취지】	특허법 제42조의 규정에 의하여 위와 같이 출원합니다. 대리인 이건주 (인)		
【수수료】			
【기본출원료】	20	면	29,000 원
【가산출원료】	39	면	39,000 원
【우선권주장료】	0	건	0 원
【심사청구료】	0	항	0 원
【합계】	68,000	원	

**【요약서】****【요약】**

본 발명은 무선통신 시스템에서 채널 추정기의 성능을 향상시킨 적응형 채널 추정기의 장치 및 방법에 관한 것으로서, 기존의 채널 추정기에 부가하여 채널의 잡음량과 채널 속도를 측정하고 이를 이용하여 최적의 잡음 제거 필터를 구현한다. 이를 위해 측정된 잡음량과 채널 속도를 이용하여 미리 결정되어있는 맵핑도를 비교하여 최적의 잡음 제거 필터를 구현한다. 이와 같은 채널 추정기를 구현함으로써 저속 채널뿐만 아니라 고속 채널에서도 최적의 패킷 데이터를 전송한다. 또한 파일럿 채널의 확산계수와 데이터 채널의 확산계수의 불일치로 인한 채널 보상은 확산계수의 비로 수행되는 기울기 보상을 필터 계수 제어기로 제어함으로써 보상한다.

【대표도】

도 5

【색인어】

패킷 데이터 통신, 채널 추정기 (channel estimator), 잡음 제거 필터, IIR 필터, 필터계수, SNR, 채널속도, 기울기 보상

【명세서】**【발명의 명칭】**

이동통신시스템의 적응형 채널 추정장치 및 방법{APPARATUS AND METHOD FOR ADAPTIVE CHANNEL ESTIMATION IN MOBILE COMMUNICATION SYSTEM}

【도면의 간단한 설명】

도 1은 종래 이동통신시스템에서의 채널 추정기 구조를 나타낸 블록도.

도 2는 도 1에서의 잡음 제거 필터의 일 예로서 1차 IIR 필터의 상세한 구조를 도시한 도면.

도 3은 도 1에서의 잡음 제거 필터의 다른 예로서 N차 IIR 필터의 상세한 구조를 도시한 도면.

도 4a는 종래 고속 페이딩 채널에서 관측되는 잡음제거필터의 지연현상을 보이고 있는 그래프.

도 4b는 종래 저속 페이딩 채널에서 관측되는 잡음제거필터의 지연현상을 보이고 있는 그래프.

도 5는 본 발명의 실시 예에 따른 채널 추정기의 구조를 나타낸 블록도.

도 6a는 통상적으로 채널을 추정함에 있어 고속채널에서의 이웃한 값들간의 차이를 보이고 있는 그래프.

도 6b는 통상적으로 채널을 추정함에 있어 저속채널에서의 이웃한 값들간의 차이를 보이고 있는 그래프.

도 7a는 본 발명의 실시 예를 적용함에 있어 싱글레벨(single-level) 기준 값 및 측정된 파일럿 채널의 잡음량에 대응한 신호대 잡음비를 보이고 있는 도면.

도 7b는 본 발명의 실시 예를 적용함에 있어 싱글레벨(single-level) 기준 값 및 측정된 채널 속도 예측 파라미터에 대응한 채널속도를 보이고 있는 도면.

도 8은 본 발명의 실시 예에 따른 싱글레벨(single-level) 기준 값을 사용할 시 측정값들에 대응하는 필터계수들의 매핑 예를 보이고 있는 도면.

도 9a는 본 발명의 실시 예를 적용함에 있어 멀티레벨(Multi-level) 기준 값들 및 측정된 파일럿 채널의 잡음량에 대응한 신호대 잡음비를 보이고 있는 도면.

도 9b는 본 발명의 실시 예를 적용함에 있어 멀티레벨(Multi-level) 기준 값들 및 측정된 채널 속도 예측 파라미터에 대응한 채널속도를 보이고 있는 도면.

도 10은 본 발명의 실시 예에 따른 멀티레벨(Multi-level) 기준 값들을 사용할 시 측정값들에 대응하는 필터계수들의 매핑 예를 보이고 있는 도면.

도 11은 본 발명의 실시 예로서 기울기 보상 여부를 결정하기 위해 독립적인 기준 값을 사용하는 예를 보이고 있는 도면.

도 12는 본 발명의 실시 예에 따른 기울기 보상(slope compensation)의 원리를 보여주고 있는 도면.

도 13은 본 발명의 실시 예에 따른 채널 추정기의 처리 흐름을 보여주고 있는 도면.

도 14와 도 15는 소정 무선채널 환경에서 종래 및 본 발명의 실시 예에 따른 채널 추정기의 성능을 대비하여 보이고 있는 그래프.

**【발명의 상세한 설명】****【발명의 목적】****【발명이 속하는 기술분야 및 그 분야의 종래기술】**

- <19> 본 발명은 이동통신시스템에서의 채널 추정장치 및 방법에 관한 것으로, 특히 무선채널 환경에 따라 적응적으로 채널을 추정하는 장치 및 방법에 관한 것이다.
- <20> 오늘날 이동통신시스템은 초기의 음성 위주의 서비스를 제공하는데서 벗어나 데이터 서비스 및 멀티미디어 서비스 제공을 위한 고속, 고품질의 무선 데이터 패킷 통신시스템으로 발전하고 있다. 또한, 현재 비동기방식(3GPP)과 동기방식(3GPP2)으로 양분되는 제3세대 이동통신시스템은 고속, 고품질의 무선 데이터 패킷 서비스를 위한 표준화 작업이 이루어지고 있다. 그 예로서 3GPP에서는 고속 순방향 접속(High Speed Downlink Packet Access, 이하 "HSDPA"라 칭함) 방식에 대한 표준화 작업이 진행되고 있으며, 3GPP2에서는 1xEV-DV에 대한 표준화 작업이 진행되고 있다. 이러한 표준화 작업은 제3세대 이동통신시스템에서 2Mbps 이상의 고속, 고품질의 무선 데이터 패킷 전송 서비스에 대한 해법을 찾기 위한 노력의 대표적인 반증이라 볼 수 있다. 또한 제4세대 이동통신시스템은 그 이상의 고속, 고품질의 멀티미디어 서비스 제공을 근간으로 하고 있다.
- <21> 일반적으로, HSDPA 방식은 비동기방식의 UMTS(Universal Mobile Terrestrial System) 이동통신시스템에서 순방향 고속 패킷 데이터 전송을 지원하기 위한 순방향 데이터 채널인 고속 순방향 공통채널(High Speed - Downlink Shared Channel, 이하 "HS-DSCH"라 칭함)과 이와 관련된 제어채널들을 포함한 데이터 전송방식을 총칭한다.

- <22> 상기 HSDPA 방식에서는 기존 이동통신시스템에서 제공되던 일반적인 기술 외에 채널변화에 대한 적응능력을 높일 수 있는 다른 진보된 기술이 필요하다. 상기 HSDPA 방식에서 고속 패킷 전송을 지원하기 위해 새롭게 도입된 3가지 방식들은 다음과 같다.
- <23> 먼저 적응변조/코딩방식(Adaptive Modulation and Coding Scheme : AMCS)은 셀(cell)과 사용자 사이의 채널 상태에 따라 데이터 채널의 변조방식과 코딩방식을 결정함으로써 셀 전체의 채널 사용효율을 높여준다. 상기 변조방식과 코딩방식의 조합은 변조/코딩방식(MCS ; Modulation and Coding Scheme)이라고 하며, 레벨(level) 1에서 레벨(level) n까지 복수개의 MCS들로 정의할 수 있다. 상기 AMCS는 상기 MCS의 레벨(level)을 사용자와 셀(cell) 사이의 채널 상태에 따라 적응적으로 결정해서, 전체 채널 사용효율을 높여주는 방식을 의미한다.
- <24> 다음으로 복합재전송(HARQ : Hybrid Automatic Repeat Request) 방식 중의 하나인 다 채널 정지-대기 혼합 자동 재전송(n-channel Stop And Wait Hybrid Automatic Re-transmission Request : n-channel SAW HARQ) 방식은 인지신호(Acknowledgement : ACK)를 받지 않은 상태에서 다수의 패킷들을 연속적으로 전송해서 채널의 사용 효율을 높일 수 있다. 즉, 사용자 단말과 기지국간에 n 개의 논리적인 채널들을 설정하고, 특정 시간 또는 명시적인 채널 번호로 그 채널들을 식별한다면, 수신측인 사용자 단말은 임의의 시점에서 수신한 패킷이 어느 채널에 속한 패킷인지를 알 수 있다. 또한, 수신되어야 할 순서대로 패킷들을 재구성할 수 있다.
- <25> 마지막으로 고속 셀 선택(Fast Cell Selection : FCS) 방식은 상기 HSDPA를 사용하고 있는 사용자 단말이 셀 중첩지역(soft handover region)에 진입할 경우, 가장 양호한 채널상태를 유지하고 있는 셀로부터만 패킷을 전송 받도록 함으로써 전체적인 간섭(interference)을 줄인다. 또한, 가장 양호한 채널상태를 제공하는 셀이 바뀔 경우, 그 셀의 HS-DSCH를 이용해서 패킷을 전송 받도록 하며, 이 때 전송단절시간이 최소가 되도록 한다.



- <26> 전술한 고속 패킷 전송을 지원하기 위해 새롭게 도입된 3가지 방식들 중 AMCS에 대해 보다 구체적으로 살펴보면 다음과 같다.
- <27> 현재 상기 AMCS를 위해 논의되는 변복조방식으로는 QPSK, 8PSK 및 16QAM 등이 있으며, 코딩 방식으로는 약 1/4부터 1까지의 다양한 부호율이 고려되고 있다. 따라서, 상기 AMCS를 사용하고 있는 이동통신시스템에서는 좋은 품질의 채널을 사용하는 단말들(예컨대, 기지국 근처에 위치하는 단말들)에 대해서는 고차 변복조방식(8PSK, 16QAM)과 높은 부호율을 적용한다. 하지만, 상대적으로 좋지 못한 품질의 채널을 사용하는 단말들(예컨대, 셀 경계 지점에 위치하는 단말들)에 대해서는 저차 변조방식(QPSK)과 낮은 부호율을 적용한다. 이때, 상기 저차 변조방식으로 분류되는 QPSK의 경우 성상도(constellation) 상에서 보면 각 사분면 당 한 개의 심벌이 위치하고 있으므로 위상(phase) 예측에 의한 채널 보상이 가능하다. 하지만, 상기 고차 변조방식으로 분류되는 8PSK 또는 16QAM의 경우에는 각 사분면 당 두 개 내지 네 개의 심벌들, 즉 동일한 위상에 크기(amplitude)가 다른 여러 개의 심벌들이 위치할 수 있으므로 위상뿐만 아니라 정밀한 크기에 의한 채널 추정이 필요하다.
- <28> 한편, 고속, 고품질의 데이터 서비스를 위해 사용되는 고차 변조방식과 높은 부호율의 사용을 저해하는 요인은 대체적으로 무선채널 환경에 기인한다. 즉, 상기 요인으로는 백색잡음(white noise) 외에도 페이딩에 의한 수신 신호전력의 변화, 세도우잉(Shadowing), 단말기의 이동 및 빈번한 속도 변화에 따른 도플러효과, 타 사용자 및 다중경로 신호들에 의한 간섭 등이 존재한다. 따라서, 이동통신시스템에서는 상기한 요인들로 인해 변화하는 무선채널 환경에 대응하여 적절한 변조방식 및 코딩방식을 적용하여야 할 것이다. 이와 더불어 이동통신시스템의 수신장치에서는 상술한 요인들로 인해 왜곡된 수신신호를 원래의 신호로 보상하기 위한 별도의 장치인 채널 추정기(channel estimator)가 요구된다.



- <29> 종래 이동통신시스템에서는 통상적으로 무선채널 환경을 예측하기 위해 파일럿 신호를 이용하는 방안을 사용하였다. 즉, 기지국은 공통파일럿채널(PICH 혹은 CPICH)을 통해 파일럿(pilot) 신호를 전송한다. 상기 기지국 내에 존재하는 모든 단말들은 상기 파일럿 신호를 수신하며, 상기 수신한 파일럿 신호를 이용하여 무선채널 환경, 특히 페이딩 현상을 예측할 수 있다. 하지만, 전술한 방법으로는 랜덤하게 발생하는 백색 잡음의 특성으로 무선채널 환경을 예측하기는 어렵다. 이를 해결하고자 상기 채널 추정기는 상기 백색 잡음의 랜덤한 특성을 완화시키기 위한 잡음 제거 필터를 구비하도록 하였으며, 이는 상당한 효과를 볼 수 있다. 상기 잡음 제거 필터로는 주로 IIR(infinite impulse response) 필터가 사용되며, 상기 IIR 필터는 QSPK를 변조방식으로 사용하는 이동통신시스템에 적합하다.
- <30> 도 1은 종래 이동통신시스템의 수신장치에 사용된 채널추정기의 구조를 보이고 있는 도면이다. 상기 도 1에서 보이고 있는 채널추정기는 두개의 누적값 적분(Integration & dump) 필터(110, 130), 켈레 복소수 패턴 발생부(120), 및 잡음 제거 필터(140)로 구성된다.
- <31> 상기 도 1을 참조하면, 입력신호(IN)는 누적값 적분(Integration & dump) 필터(110)로 제공된다. 이때, 상기 입력신호는 공통파일럿채널을 통해 수신되는 파일럿 신호가 될 수 있다. 상기 누적값 적분 필터(110)는 상기 입력신호(파일럿 신호)를 상기 공통파일럿채널에 사용된 확산계수(Spreading Factor, 이하 "SF"라 칭함) 만큼을 누적하고, 상기 누적한 입력신호에 대해 적분을 수행한다. 즉, 상기 누적값 적분 필터(110)에 의한 측정값은 상기 입력신호에 대해 심볼 단위로의 수신세기일 수 있으며, 상기 측정값은 곱셈기(150)로 제공된다.
- <32> 한편, 켈레 복소수 패턴 발생부(120)는 상기 공통파일럿채널을 통해 전송되는 파일럿 신호의 심벌 패턴에 대응하는 켈레(conjugate) 복소수 패턴을 발생한다. 상기 켈레 복소수 패턴 발생부(120)로부터 발생하는 켈레 복소수 패턴은 상기 곱셈기(150)로 제공된다. 상기 곱셈기



(150)는 상기 누적값 적분 필터(110)로부터의 측정값에 상기 컬레 복소수 패턴 발생부(120)로부터의 컬레 복소수 패턴을 곱함으로써 원하는 안테나에 대응하여 분리된 신호를 출력한다. 상기 곱셈기(150)로부터 상기 원하는 안테나에 대응하여 분리되어 출력되는 신호는 누적값 적분 필터(130)로 제공된다. 상기 누적값 적분 필터(130)는 상기 원하는 안테나에 대응하여 분리된 신호를 입력하여 두 심볼들 단위로 누적하고, 상기 누적된 신호에 대해 적분을 수행함으로써 채널 예측 값을 출력한다. 하지만, 상기 채널 예측 값은 상기 입력신호에 포함된 백색 잡음을 감안하지 않은 값이다. 따라서, 상기 채널 예측 값은 상기 백색 잡음을 감안한 보다 정확한 값을 얻기 위해 잡음 제거 필터(140)로 입력된다. 상기 잡음 제거 필터(140)는 상기 누적값 적분 필터(130)로부터의 채널 측정값에 포함된 백색 잡음 성분을 제거한 후 정확한 채널 측정값을 출력한다. 상기 잡음 제거 필터(140)로서 IIR 필터를 사용할 수 있다.

<33> 상기 잡음 제거 필터(140)로서 IIR 필터의 하드웨어 구성은 도 2와 도 3에서 보이고 있는 바와 같다. 상기 도 2는 1차 IIR 필터의 상세 구성을 보이고 있는 도면이며, 상기 도 3은 N차 IIR 필터의 상세 구성을 보이고 있는 도면이다.

<34> 상기 1차 IIR 필터에 있어 입/출력 특성은 하기 <수학식 1>로서 표현될 수 있다.

<35> **【수학식 1】**
$$y(n)=b \cdot x(n)+a \cdot y(n-1)$$

<36> 여기서, $y(n)$ 은 현재 출력신호를 의미하고, $x(n)$ 은 현재 입력신호를 의미하며, $y(n-1)$ 은 이전 출력신호를 의미한다. 상기 <수학식 1>에서 보여지듯이 출력신호($y(n)$)는 입력신호($x(n)$)와 한번 지연된 출력신호($y(n-1)$)의 각각에 일정한 상수(a, b)를 곱한 신호의 합으로 출력됨을 알 수 있다.

<37> 한편, 상기 N차 IIR 필터에 있어 입/출력 특성은 하기 <수학식 2>로서 표현될 수 있다.

<38>

【수학식 2】
$$y(n) = b \cdot x(n) + \sum_{k=1}^N a_k \cdot y(n-k)$$

<39>

상기 <수학식 2>에서도 알 수 있는 바와 같이 N차 IIR 필터의 입/출력 특성은 첫 번째부터 N번째 이전 출력신호들 $y(n-1), y(n-2), \dots, y(n-N)$ 을 감안하고 있다. 상기 <수학식 2>에서 보여지듯이 출력신호($y(n)$)는 일정한 상수(b)가 곱해진 입력신호($b \times x(n)$)와 한번 내지 N번 지연된 출력신호들 각각에 일정한 상수(a)를 곱한 신호들의 합으로 출력됨을 알 수 있다.

<40>

한편, 상기 IIR 필터의 특성은 상기 <수학식 1>과 상기 <수학식 2>에서도 나타나듯이 필터 계수 a 와 b 에 의해 결정된다. 상기 필터 계수 a 는 궤환 가중치이며, 상기 필터 계수 b 는 입력 가중치이다.

<41>

먼저, 상기 도 2를 참조하면, 입력신호 $x(n)$ 은 제1곱셈기(210)로 입력되어 제1필터계수 b 와 곱하여져 가산기(212)로 제공된다. 한편, 상기 가산기(212)의 다른 입력으로 제2곱셈기(216)에 의해 이전 출력신호 $y(n-1)$ 과 제2필터 계수 a 가 곱하여진 신호($a \times y(n-1)$)가 제공된다. 상기 가산기(212)는 상기 제1곱셈기(210)로부터의 $b \times x(n)$ 과 상기 제2곱셈기(216)로부터의 $a \times y(n-1)$ 을 가산($b \times x(n) + a \times y(n-1)$)하여 채널 추정 값($y(n)$)으로 출력한다. 상기 채널 추정 값($y(n)$)은 지연기(214)로 제공되어 지연($y(n-1)$)된 후 상기 제2곱셈기(216)로 제공된다.

<42>

전술한 바와 같은 구성을 가지는 IIR 필터는 이전 출력신호를 새로운 입력신호에 적용함으로써 백색 잡음으로 인해 급격히 변화하는 것을 방지하도록 한다.

<43>

상기 도 2에서 보이고 있는 1차 IIR 필터의 주파수 특성은 하기 <수학식 3>으로서 나타낼 수 있다.

<44>

【수학식 3】
$$H(e^{j\omega}) = \frac{b}{1 - a \cdot e^{-j\omega}}$$

<45> 한편, 상기 <수학식 3>과 같은 주파수 특성을 가지는 1차 IIR 필터의 DC 이득은 주파수가 0인 즉, 일 때의 값이므로 하기 <수학식 4>로 나타낼 수 있다.

<46>

$$\text{【수학식 4】} |H(1)| = \frac{|b|}{|1-a|}$$

<47> 따라서, 상기 <수학식 4>에 견주어 볼 때, $|b|=|1-a|$ 의 조건을 만족할 때 DC 이득은 1로 정규화(normalization)됨을 알 수 있다.

<48> 다음으로, 상기 도 3을 참조하면, 입력신호 $x(n)$ 은 제1곱셈기(310)로 입력되어 제1필터 계수 b 와 곱하여져 가산기(312)로 제공된다. 한편, 상기 가산기(312)의 다른 입력으로 N 개의 제2곱셈기들 (316-1 내지 316- N)에 의해 이전 출력신호들 $y(n-1), \dots, y(n-N)$ 각각과 이에 대응하는 제2필터 계수들 a_1 내지 a_N 가 각각 곱하여진 신호($a_1 \times y(n-1)$ 내지 $a_N \times y(n-N)$)가 제공된다. 상기 가산기(312)는 상기 제1곱셈기(210)로부터의 $b \times x(n)$ 과 상기 제2곱셈기(216)로부터의 $a_1 \times y(n-1)$ 내지 $a_N \times y(n-N)$ 을 가산($b \times x(n) + a_1 \times y(n-1) + \dots + a_N \times y(n-N)$)하여 채널 추정 값($y(n)$)으로 출력한다. 상기 채널 추정 값($y(n)$)은 지연기들(314-1 내지 314- N)로 제공되어 지연 ($y(n-1), y(n-2), \dots, y(n-N)$)된 후 상기 제2곱셈기들(316-1 내지 316- N) 각각으로 제공된다. 이때, 상기 지연기들(314-1 내지 314- N) 각각은 서로 다른 지연 값을 가진다.

<49> 전술한 바와 같이 상기 도 3에서 보이고 있는 N 차 IIR 필터는 제한되는 신호들을 N 차로 적용함으로써 잡음 성분에 대한 보정을 보다 정밀하게 행할 수 있다.

<50> 상기 도 3에서 보이고 있는 N 차 IIR 필터의 주파수 특성은 하기 <수학식 5>로서 나타낼 수 있다.

<51>

$$H(e^{j\omega}) = \frac{Y(e^{j\omega})}{X(e^{j\omega})} = \frac{b}{1 - \sum_{k=1}^N a_k \cdot e^{-j\omega}}$$

【수학식 5】

<52>

한편, 상기 <수학식 5>와 같은 주파수 특성을 가지는 N차 IIR 필터의 DC 이득은 주파수가 0인 즉, 일 때의 값이므로 하기 <수학식 6>으로 나타낼 수 있다.

<53>

$$|H(1)| = \frac{|b|}{\left| 1 - \sum_{k=1}^N a_k \right|}$$

【수학식 6】

<54>

따라서, 상기 <수학식 6>에 전주어 볼 때, $|b| = \left| 1 - \sum_{k=1}^N a_k \right|$ 의 조건을 만족할 때 DC 이득은 1로 정규화(normalization)됨을 알 수 있다.

<55>

한편, 상기 채널 추정기는 송신 다이버시티(Tx-Diversity)의 사용 여부에 따라 복수 개로서 구현될 수 있다. 상기 송신 다이버시티(Tx-Diversity)를 사용하지 않는 경우에는 하나의 채널 추정기만으로도 구현이 가능하며, 상기 송신 다이버시티(Tx-Diversity)를 사용하는 경우에는 사용되어지는 안테나들의 수만큼의 채널 추정기들이 요구된다. 하지만, 상기 송신 다이버시티(Tx-Diversity)의 사용 여부에 관계없이 채널 추정기는 상기 도 1에서 보이고 있는 구성과 동일한 구성을 가진다. 한편, 상기 채널 추정기를 구성하는 켈레 복소수 패턴 발생기(120)로부터 발생하는 켈레 복소수 패턴은 송신 다이버시티(Tx-Diversity)의 사용 여부에 따라 단일 패턴 또는 복수의 패턴이 될 수 있다. 즉, 상기 송신 다이버시티(Tx-Diversity)가 사용되는 경우에는 단일 안테나를 사용함에 따라 하나의 심볼 패턴만을 발생된다. 하지만, 복수의 안테나들을 사용하여 송신 다이버시티(Tx-Diversity)를 적용하는 경우에는 상기 복수의 안테나들 각각을 구분하기 위해 복수의 심볼 패턴들이 사용된다. 이는 각 안테나별로 서로 직교하는 파일

릿들을 사용하기 때문에 이를 분리하기 위한 것으로 상기 안테나들 각각에 대응하는 심볼 패턴은 상호간에 직교성을 가져야 한다.

<56> 다른 예로서 복수의 안테나들 각각에 대응하는 채널 추정기들을 구성하고, 상기 채널 추정기들 중 하나의 채널 추정기는 상기 송신 다이버시티(Tx-Diversity)의 사용 여부에 관계없이 항상 동작하도록 한다. 그리고, 나머지 안테나들에 대응하는 채널 추정기들은 상기 송신 다이버시티(Tx-Diversity)를 사용하는 경우에만 동작하도록 한다.

<57> 앞에서 살펴본 IIR 필터를 적용한 채널 추정기는 저차 변조방식인 QPSK에서 적합하게 사용할 수 있으나 고차 변조방식에 사용하는데에는 여러 가지 문제를 야기할 수 있다. 일 예로서 고차 변조방식인 16QAM의 경우 QPSK보다 훨씬 잡음에 민감하기 때문에 상대적으로 상당히 높은 신호대 잡음비(SNR : Signal to Noise Ratio)에서 사용된다. 따라서, 상기 QPSK에 비해 IIR 필터의 기능에 대한 필요성이 상대적으로 낮다고 할 것이다. 다시 말해, 백색 잡음이 QPSK에 비해 그리 많이 발생하지 않은 무선채널 환경에서 잡음제거 필터는 채널 추정기의 성능을 저하시키는 현상마저 야기시킬 수 있다. 이러한 현상은 IIR 필터의 특성으로부터 기인하는 지연현상(lagging)이라 한다.

<58> 하기 <표 1>은 도플러 주파수와 이동단말의 이동 속도에 대응하여 IIR 필터에 사용되는 계수들(a,b)의 바람직한 값들의 실 예들을 보이고 있다. 상기 <표 1>은 칩 레이트가 3.84Mcps이고, 채널 예측을 516칩 단위로 갱신하기 위한 샘플링 주파수(f_s)로서 3.84Mcps/512chip, 즉 7500Hz를 가정하고 있다.

<59>

【표 1】

a	b=1-a	차단 주파수(3dB) (Doppler frequency)	전달 속도 (Vehicle Speed)
1/4	3/4	2024 Hz	1093 Km/h
1/2	1/2	862 Hz	465 Km/h
3/4	1/4	346 Hz	197 Km/h
7/8	1/8	159 Hz	86 Km/h

<60> 통상적으로 이동통신시스템에서는 이동단말의 이동속도를 결정하고, 상기 <표 1>에서 보이고 있는 필터 계수(a,b)의 값들 중 상기 결정한 이동속도에 대응하는 필터 계수 a와 b의 값들을 고정하여 사용하였다. 즉, 종래 IIR 필터에서 사용되는 필터 계수 a와 b는 특정 이동속도에 대응하여 하나의 값으로만 고정되어있었다. 이는 무선채널 환경이 변화하더라도 항상 동일한 a와 b에 의해 상기 IIR 필터가 동작하였음을 의미한다.

<61> 이로 인해 초래될 수 있는 문제점을 보다 구체적으로 설명하면, 상기 도 2와 상기 도 3에서 보여지고 있는 IIR 필터에서 궤환신호(이전 출력신호)는 지연현상을 발생시킨다. 그 이유는 상기 IIR 필터에 있어 현재 출력신호는 이전 출력신호에 의존하고 있기 때문이다. 상기 지연현상은 고속으로 변화하는 무선채널 환경에서는 더욱 그 영향을 크게 미치게 된다. 이는 종래 고속 페이딩 채널에서 관측되는 IIR 필터의 지연현상을 보이고 있는 그래프인 도 4a와 종래 저속 페이딩 채널에서 관측되는 IIR 필터의 지연현상을 보이고 있는 그래프인 도 4b에 의해 보다 명확하게 보여지고 있다. 즉, 상기 도 4a에서 보이고 있는 지연현상이 상기 도 4b에서 보이고 있는 지연현상보다 훨씬 큼을 알 수 있다. 이는 급속히 무선채널 환경이 변할 경우 동일한 지연시간에서도 그 예측 값은 크게 차이가 나며, 이는 수신신호의 비트 에러율(BER : Bit Error Rate)을 더 이상 낮추지 못하도록 한다.

<62> 이러한 이유로 인해 저차 변조방식의 경우에는 고차 변조방식보다 낮은 SNR을 가지는 영역에서 동작하며, 신호의 크기보다는 왜곡에 민감하기 때문에 전술한 지연현상이 문제가 되지 않는다. 하지만, HSDPA 방식의 이동통신시스템과 같이 고차 변조방식을 사용하는 경우에는 전술한 지연현상이 시스템의 성능 저하를 초래하게 된다. 따라서, 이러한 문제점을 해결하기 위한 방안의 필요성이 요망되었다.

【발명이 이루고자 하는 기술적 과제】

<63> 따라서, 상기한 바와 같은 문제점을 해결하기 위한 본 발명의 목적은 무선채널 환경을 예측하여 잡음을 제거하는 장치 및 방법을 제공함에 있다.

<64> 본 발명의 다른 목적은 고차 변조 방식을 사용하여 이동통신시스템에서 지연현상으로 인한 시스템 성능의 저하를 방지하는 장치 및 방법을 제공함에 있다.

<65> 본 발명의 또 다른 목적은 저차 변조방식과 고차 변조방식에 적응적으로 동작할 수 있는 잡음 제거 필터를 제공함에 있다.

<66> 본 발명의 또 다른 목적은 파일럿 채널과 데이터 채널의 확산 계수의 차이를 보상하는 장치 및 방법을 제공함에 있다.

<67> 상기한 바와 같은 목적을 달성하기 위한 제1견지에 있어, 본 발명은 제1필터계수와 제2필터계수의 합은 고정된 값을 가지며, 공통파일럿채널 신호에 해당 파일럿 심볼의 컬레 복소수를 곱함으로써 얻어지는 예측된 페이딩 채널응답으로부터 상기 제1필터계수 및 상기 제2필터계수에 의해 잡음 성분을 제거하는 잡음 제거 필터를 가지는 이동통신시스템의 채널 추정장치에서 상기 제1필터계수와 상기 제2필터계수를 결정하는 방법에 있어서, 상기 예측된 페이딩 채널

응답을 입력하고, 상기 예측된 페이딩 채널응답내의 잡음 량과 채널속도를 측정하는 과정과, 상기 잡음 량과 적어도 하나의 제1기준 값을 비교하고, 상기 채널속도와 적어도 하나의 제2기준 값을 비교하며, 상기 비교 결과에 대응하여 미리 매핑된 상기 제1필터계수와 상기 제2필터계수를 결정하는 과정을 포함함을 특징으로 한다.

<68> 상기한 바와 같은 목적을 달성하기 위한 제2견지에 있어, 본 발명은 제1필터계수와 제2필터계수의 합은 고정된 값을 가지며, 공통파일럿채널 신호에 해당 파일럿 심볼의 켄레 복소수를 곱함으로써 얻어지는 예측된 페이딩 채널응답으로부터 상기 제1필터계수 및 상기 제2필터계수에 의해 잡음 성분을 제거하는 잡음 제거 필터를 가지는 이동통신시스템의 채널 추정장치에서 상기 제1필터계수와 상기 제2필터계수를 결정하는 장치에 있어서, 상기 예측된 페이딩 채널응답을 입력하고, 상기 예측된 페이딩 채널응답내의 잡음 량과 채널속도를 측정하는 채널속도 및 잡음량 측정기와, 상기 잡음 량과 적어도 하나의 제1기준 값을 비교하고, 상기 채널속도와 적어도 하나의 제2기준 값을 비교하며, 상기 비교 결과에 대응하여 미리 매핑된 상기 제1필터계수와 상기 제2필터계수를 결정하는 필터계수 제어기를 포함함을 특징으로 한다.

<69> 상기한 바와 같은 목적을 달성하기 위한 제3견지에 있어, 본 발명은 이동통신시스템의 적응형 채널추정장치에서 공통파일럿채널 신호를 수신하여 잡음을 제거하는 방법에 있어서, 상기 공통파일럿채널 신호에 해당 파일럿 심볼의 켄레 복소수를 곱함으로써 예측된 페이딩 채널응답을 출력하는 과정과, 상기 예측된 페이딩 채널응답내의 잡음 량을 측정하는 과정과, 상기 예측된 페이딩 채널응답에 의해 상기 공통파일럿 채널의 속도를 측정하는 과정과, 상기 측정한 잡음 량과 적어도 하나의 제1기준 값을 비교하는 과정과, 상기 채널속도와 적어도 하나의 제2기준 값을 비교

하는 과정과, 미리 결정된 제1필터계수들과 제2필터계수들로부터 상기 비교 결과에 대응하는 제1필터계수와 제2필터계수를 결정하는 과정과, 상기 결정된 제1필터계수와 상기 결정된 제2필터계수를 적용하여 상기 예측된 페이딩 채널응답으로부터 잡음 성분을 제거하는 과정을 포함함을 특징으로 한다.

<70> 상기한 바와 같은 목적을 달성하기 위한 제4견지에 있어, 본 발명은 이동통신시스템의 적응형 채널추정장치에서 공통파일럿채널 신호를 수신하여 잡음을 제거하는 장치에 있어서, 상기 공통파일럿채널 신호에 해당 파일럿 심볼의 켈레 복소수를 곱함으로써 예측된 페이딩 채널응답을 출력하는 곱셈기 및 누적값 적분 필터와, 상기 예측된 페이딩 채널응답으로부터 잡음량과 상기 공통파일럿 채널의 속도를 측정하는 채널속도 및 잡음량 측정기와, 상기 측정한 잡음량과 적어도 하나의 제1기준 값을 비교하고, 상기 채널속도와 적어도 하나의 제2기준 값을 비교하며, 미리 결정된 제1필터계수들과 제2필터계수들로부터 상기 비교 결과에 대응하는 제1필터계수와 제2필터계수를 결정하는 필터계수 제어기와, 상기 결정된 제1필터계수와 상기 결정된 제2필터계수를 적용하여 상기 예측된 페이딩 채널응답으로부터 잡음 성분을 제거하는 잡음 제거 필터를 포함함을 특징으로 한다.

【발명의 구성 및 작용】

<71> 이하 본 발명의 실시 예를 첨부된 도면을 참조하여 상세히 설명한다.

<72> 본 발명의 실시 예를 구체적으로 설명하기에 앞서 잡음 제거 필터의 특성에 대해 살펴보면 다음과 같다.

<73> 상기 잡음 제거 필터는 궤환 가중치(a)와 입력 가중치(b)로 이루어진 필터 계수에 의해 그 특성이 결정된다. 이때, 상기 궤환 가중치(a)와 입력 가중치(b)는 DC 이득이 1일 경우, 1차 IIR 필터는 $|b|=|1-a|$ 의 관계를 가지며, N차 IIR 필터는 $|b|=|1-\sum_{k=1}^N a_k|$ 의 관계를 가진다. 즉, 상기 궤환 가중치(a)와 입력 가중치(b)의 합은 일정한 값인 "1"을 가진다. 따라서 상기 궤환 가중치(a)와 상기 입력 가중치(b) 중 어느 한쪽이 결정되면 나머지 다른 한쪽이 결정된다. 예컨대, 상기 궤환 가중치(a)가 1/2로 결정되면 상기 입력 가중치(b)는 1/2로 결정된다. 이로 인해 상기 궤환 가중치(a)가 증가하면 상기 입력 가중치(b)는 감소하며, 상기 궤환 가중치(a)가 감소하면 상기 입력 가중치(b)는 증가하게 된다. 한편, 상기 궤환 가중치(a)와 상기 입력 가중치(b)는 백색 잡음의 정도 즉, SNR(Signal-to-Noise-Ratio)과 채널의 속도에 밀접한 관계를 가진다.

<74> 이하 상기 필터계수들(a,b)과 상기 SNR 및 상기 채널 속도와의 관계에 대해 보다 구체적으로 살펴보면 다음과 같다.

<75> 상기 궤환 가중치(a)가 클수록 또는 상기 입력 가중치(b)가 작을수록 잡음 제거 필터의 잡음 제거 능력은 향상된다. 왜냐하면, 상기 궤환 가중치(a)는 잡음을 부드럽게(smoothing)하는 역할을 하기 때문에 급격하게 변화하는 잡음을 제거하는 능력을 가지고 있다. 하지만, 상기 궤환 가중치(a)가 작을수록 또는 상기 입력 가중치(b)가 클수록 잡음 제거 필터에서 발생하는 지연현상이 줄어들어 고속 채널에 적합하게 된다.

<76> 따라서, 본 발명에서는 파일럿 채널내의 백색잡음의 정도와 페이징 채널의 속도를 예측하는 방안과, 이를 이용하여 가장 적합한 궤환 가중치(a)와 입력 가중치(b)를 결정하는 방안이 제안되어야 한다.

- <77> 이하 본 발명의 실시 예에 따른 파일럿 채널내의 백색잡음을 예측하는 방안과 페이징 채널의 속도를 예측하는 방안 및 이를 이용하여 가장 적합한 제한 가중치(a)와 입력 가중치(b)를 결정하는 방안에 대해 구체적으로 설명하도록 한다.
- <78> A. 1차 IIR 필터를 잡음 제거 필터로 사용하는 경우
- <79> 이하 잡음 제거 필터로서 하나의 입력 가중치(b)와 하나의 제한 가중치(a)에 의해 그 특성이 결정되는 1차 IIR 필터를 가정한다.
- <80> A1. 채널 추정기의 일 예
- <81> 이하 본 발명의 실시 예에 따른 채널 추정기의 블록 구성을 도 5를 참조하여 설명하면 다음과 같다. 한편, 상기 도 5에서는 설명의 간소화를 위해 안테나 다이버시티(Tx-diversity)는 고려하고 있지 않다. 이는 상기 안테나 다이버시티(Tx-diversity)를 고려하더라도 상기 도 5에서 보이고 있는 구성에 있어 복수의 안테나들로부터 수신되는 신호들을 분리하는 구성만이 추가될 뿐 본 발명의 동작 원리를 설명하는 것과는 큰 관계가 없기 때문이다.
- <82> 상기 도 5를 참조하면, 입력신호(IN)는 누적값 적분(Integration & dump) 필터(510)로 제공된다. 이때, 상기 입력신호는 공통파일럿채널을 통해 수신되는 파일럿 신호가 될 수 있다. 상기 누적값 적분 필터(510)는 상기 입력신호(파일럿 신호)를 상기 공통파일럿채널에 사용된 확산계수(Spreading Factor, 이하 "SF"라 칭함) 만큼을 누적하고, 상기 누적이 입력신호에 대해 적분을 수행한다. 즉, 상기 누적값 적분 필터(510)에 의한 측정값은 상기 입력신호에 대해 심볼 단위로의 수신세기일 수 있으며, 상기 측정값은 곱셈기(512)로 제공된다.
- <83> 한편, 켄레 복소수 패턴 발생부(514)는 상기 공통파일럿채널을 통해 전송되는 파일럿 신호의 심벌 패턴에 대응하는 켄레(conjugate) 복소수 패턴을 발생한다. 상기 켄레 복소수 패턴

발생부(514)로부터 발생하는 켈레 복소수 패턴은 상기 곱셈기(512)로 제공된다. 상기 곱셈기(512)는 상기 누적값 적분 필터(510)로부터의 측정값에 상기 켈레 복소수 패턴 발생부(514)로부터의 켈레 복소수 패턴을 곱함으로써 원하는 안테나에 대응하여 분리된 신호를 출력한다. 상기 곱셈기(512)로부터 상기 원하는 안테나에 대응하여 분리되어 출력되는 신호는 누적값 적분 필터(516)로 제공된다. 상기 누적값 적분 필터(516)는 상기 원하는 안테나에 대응하여 분리된 신호를 입력하여 두 심볼들 단위로 누적하고, 상기 누적된 신호에 대해 적분을 수행함으로써 예측된 페이딩 채널 응답 $\tilde{c}^{(n)}$ 을 출력한다. 하지만, 상기 예측된 페이딩 채널 응답 $\tilde{c}^{(n)}$ 은 상기 입력신호에 포함된 백색 잡음을 감안하지 않은 값이다. 따라서, 상기 채널 예측 값은 상기 백색 잡음을 감안한 보다 정확한 값을 얻기 위해 잡음 제거 필터(522)로 입력된다.

<84> 한편, 상기 누적값 적분 필터(516)로부터 출력되는 상기 예측된 페이딩 채널 응답 $\tilde{c}^{(n)}$ 은 채널속도 및 잡음량 측정기(518)로 제공된다. 상기 채널속도 및 잡음량 측정기(518)는 상기 예측된 페이딩 채널 응답 $\tilde{c}^{(n)}$ 과 이전 예측된 페이딩 채널 응답 $\tilde{c}^{(n-1)}$ 의 차이 값들의 평균에 의해 파일럿 채널의 잡음량(α)을 측정한다. 또한, 상기 채널속도 및 잡음량 측정기(518)는 상기 예측된 페이딩 채널 응답 $\tilde{c}^{(n)}$ 에 의해 자기상관함수를 구하고, 채널의 변화 속도를 반영한 상기 자기상관함수의 최소값 혹은 평균값에 따라 채널 속도 예측 파라미터(β)를 측정한다. 한편, 상기 파일럿 채널의 잡음량(α)과 상기 채널 속도 예측 파라미터(β)의 합은 일정한 값(일 예로서 "1")을 가짐에 따라 어느 하나의 값만이 측정되면 나머지 하나의 값은 별도의 측정 없이 결정할 수 있다. 상기 파일럿 채널의 잡음량(α)을 측정하는 방안과 상기 채널 속도 예측 파라미터(β)를 측정하는 방안에 대한 자세한 설명은 후술하도록 한다.

<85> 상기 채널속도 및 잡음량 측정기(518)로부터 측정된 상기 파일럿 채널의 잡음량(α)과 상기 채널 속도 예측 파라미터(β)는 필터계수 제어기(520)로 제공된다. 상기 필터계수 제어기

(520)는 상기 파일럿 채널의 잡음량(α)과 상기 채널 속도 예측 파라미터(β)를 미리 결정되어 있는 맵핑도(도 8, 도 10)에 비교하여 궤환 가중치(a)와 입력 가중치(b)를 결정한다. 이때, 상기 궤환 가중치(a)와 입력 가중치(b)는 현재 무선채널 환경에 대응하여 최적의 IIR 필터를 구현할 수 있도록 결정되어야 할 것이다. 또한, 상기 필터계수 제어기(520)는 상기 채널 속도 예측 파라미터(β)에 의해 기울기 보상기(524)의 동작을 제어하는 제어신호(S)를 발생한다. 예컨대, 상기 채널 속도 예측 파라미터(β)가 소정 기준치($T\beta$)보다 크면 상기 기울기 보상기(524)가 동작하지 않도록 제어하며($S=0$), 상기 채널 속도 예측 파라미터(β)가 소정 기준치($T\beta$)보다 작으면 상기 기울기 보상기(524)가 동작하도록 제어한다($S=1$). 상기 파일럿 채널의 잡음량(α)과 상기 채널 속도 예측 파라미터(β)에 의해 상기 궤환 가중치(a)와 상기 입력 가중치(b) 및 상기 기울기 보상 제어신호(S)를 결정하는 방안에 대한 자세한 설명은 후술하도록 한다.

<86> 한편, 상기 도 5에서는 상기 채널속도 및 잡음량 측정기(518)와 상기 필터계수 제어기(520)가 별도의 구성으로 도시되고 있으나 이를 하나의 구성으로써 구현이 가능함은 자명할 것이다.

<87> 상기 잡음 제거 필터(522)는 상기 궤환 가중치(a)와 상기 입력 가중치(b)를 입력하고, 상기 궤환 가중치(a)와 상기 입력 가중치(b)를 이용하여 상기 누적값 적분 필터(516)로부터의 예측된 페이딩 채널 응답 $\hat{c}^{(n)}$ 에 포함된 백색 잡음 성분을 제거한다. 상기 잡음 제거 필터(522)로서 IIR 필터를 사용할 수 있다. 상기 잡음 제거 필터(522)에 의해 백색 잡음 성분이 제거된 채널 예측 값 $\hat{c}^{(n)}$ 은 상기 기울기 보상기(524)로 제공된다. 상기 기울기 보상기(524)는 상기 필터계수 제어기(520)로부터의 제어(S)에 의해 상기 채널 예측 값 $\hat{c}^{(n)}$ 에 대한 기울기 보상을 수행하게 된다. 예컨대, 상기 필터계수 제어기(520)로부터 상기 기울기 보상 여부를 결정하기 위한 값 S가 1로서 제공되면 상기 기울기 보상기(524)는 상기 채널

널 예측 값 $\hat{c}^{(n)}$ 에 대한 기울기 보상을 수행한다. 하지만, 상기 필터계수 제어기(520)로부터 상기 기울기 보상 여부를 결정하기 위한 값 S가 0으로서 제공되면 상기 기울기 보상기(524)는 상기 채널 예측 값 $\hat{c}^{(n)}$ 에 대한 기울기 보상을 수행하지 않고 그대로 출력한다. 한편, 상기 채널 예측 값 $\hat{c}^{(n)}$ 에 대해 기울기 보상을 수행하는 상기 기울기 보상기(524)의 자세한 동작을 후술하도록 한다.

<88> 전술한 본 발명의 실시 예에 따른 도 5에서는 채널속도 및 잡음량 측정기(518)와 필터계수 제어기(520)를 통해 무선채널 환경의 변화에 대응하여 최적의 필터계수들(a, b)을 예측하도록 하도록 하는 구성을 보이고 있다. 따라서, 본 발명의 실시 예에 따른 잡음 제거 필터(522)는 현재의 무선채널 환경에 대응하여 최적의 백색 잡음 제거 성능을 가지게 된다.

<89> A2. 파일럿 채널의 잡음량(α)을 측정하는 방안

<90> 이하 상기 도 5에서의 채널속도 및 잡음량 측정기(518)에서 예측된 페이딩 채널 응답 $\tilde{c}^{(n)}$ 에 의해 파일럿 채널의 잡음량(α)을 측정하는 방안에 대해 자세히 살펴보면 다음과 같다.

<91> 수신되는 파일럿 채널을 역 확산(despreading)한 후의 복소(complex) 파일럿 채널($h(n)$)은 하기 <수학식 7>로서 표현될 수 있다.

<92> **【수학식 7】**
$$h(n) = A_p \cdot s_p \cdot c(n) + N(n)$$

<93> 여기서, A_p 는 파일럿 채널의 크기, s_p 는 $1+j$ 로서 파일럿 심벌, $c(n)$ 은 파일럿 채널의 확산계수(SF_{pilot})동안 누적 평균된 페이징 채널 응답, $N(n)$ 은 백색잡음을 나타낸다. 한편, 상기

n은 1부터 M_{pilot} 로 정의될 수 있으며, 상기 M_{pilot} 는 한 패킷 당 파일럿 심벌들의 수를 나타낸다.

<94> 그리고, 상기 채널속도 및 잡음량 측정기(518)의 입력으로 제공되는 예측된 페이딩 채널 응답 $\tilde{c}(n)$ 은 상기 <수학식 7>로서 표현되는 상기 복소 파일럿 채널 $h(n)$ 에 해당 파일럿 심벌의 켤레 복소수 s_p^* 를 곱함으로서 얻을 수 있다. 이는 하기 <수학식 8>로서 나타낼 수 있다.

<95>

$$\begin{aligned}\tilde{c}(n) &= h(n) \cdot \frac{s_p^*}{2} \\ &= A_p \cdot c(n) \cdot s_p \cdot \frac{s_p^*}{2} + N(n) \cdot \frac{s_p^*}{2} \\ &= A_p \cdot c(n) + N_1(n)\end{aligned}$$

【수학식 8】

<96> 한편, 실제 페이딩 채널 $c(n)$ 은 연속적으로 변하는 사인(sin)파의 형태를 갖기 때문에 바로 이웃하는 값(예컨대, $c(n)$ 과 $c(n-1)$ 간의 차이($\Delta=c(n)-c(n-1)$))는 도 6에서 보이고 있는 바와 같이 채널 속도에 따라 차이는 있으나 거의 0에 근접함을 알 수 있다. 따라서, 상기 예측된 페이딩 채널 응답 $\tilde{c}(n)$ 과 이전 예측된 페이딩 채널 응답 $\tilde{c}(n-1)$ 의 차들에 대한 평균 값 α 는 하기 <수학식 9>에 의해 계산될 수 있다. 하기의 값은 $\tilde{c}(n)$ 과 $\tilde{c}(n-1)$ 의 값이 곱해지는 페이딩 채널의 값(A_p)은 제거 되고 잡음 성분만이 남게되어서 파일럿 채널의 잡음량을 나타내게 된다.

<97>

$$\begin{aligned}\alpha &= \frac{1}{M_{\text{pilot}}} \sum_{n=1}^{M_{\text{pilot}}} |\tilde{c}(n) - \tilde{c}(n-1)| \\ &= \frac{1}{M_{\text{pilot}}} \sum_n |A_p \cdot c(n) + N_1(n) - A_p \cdot c(n-1) - N_1(n-1)| \\ &\approx \frac{1}{M_{\text{pilot}}} \sum_n |N_1(n) - N_1(n-1)|\end{aligned}$$

【수학식 9】

<98>

상기 <수학식 9>와 같이 예측된 페이딩 채널 응답 $\tilde{c}^{(n)}$ 과 한 심볼 지연된 상기 이전 예측된 페이딩 채널 응답 $\tilde{c}^{(n-1)}$ 의 차이는 0에 근접하므로 페이딩 채널 성분(A_p)을 제거하고, 잡음 성분($|N_1(n)-N_1(n-1)|$)만을 구할 수 있도록 한다. 따라서, 모든 예측된 페이딩 채널 응답 $\tilde{c}^{(n)}$ 에 의해 구하여진 잡음 성분들의 평균값을 구하게 되면 대략적인 파일럿 채널의 잡음량(α)을 측정하게 된다. 상기 잡음 성분들의 평균값은 상기 $N(n)$ 에 비례($\alpha \propto N(n)$)함에 따라 상기 잡음 성분들의 평균값을 상기 파일럿 채널의 잡음량(α)을 나타내는 지표로 사용할 수 있다.

<99>

A3. 채널 속도 예측 파라미터(β)를 측정하는 방안

<100>

이하 상기 도 5에서의 채널속도 및 잡음량 측정기(518)에서 예측된 페이딩 채널 응답 $\tilde{c}^{(n)}$ 에 의해 채널 속도 예측 파라미터(β)를 측정하는 방안에 대해 자세히 살펴보면 다음과 같다.

<101>

먼저, 상기 누적값 적분필터(516)로부터의 출력 $\tilde{c}^{(n)} = A_p \cdot c(n) + N_1(n)$ 을 이용한 자기상관함수(auto-correlation)($R_{\tilde{c}^{(n)}}(l)$)는 하기 <수학식 10>에 의해 구할 수 있다.

<102>

【수학식 10】
$$R_{\tilde{c}^{(n)}}(l) = \sum_{n=1}^{M_{\text{slot}}} \left| \tilde{c}^{(n)} \right| \cdot \left| \tilde{c}^{(n+l)} \right|$$

<103>

상기 <수학식 10>에 m이해 구하여지는 자기상관함수들 중 최소값 또는 평균값은 채널의 속도 변화를 반영한다. 따라서, 상기 채널 속도 예측 파라미터(β)는 하기 <수학식 11>과 같이 정의될 수 있다.

<104>
$$\beta = \min[R_{\text{min}}(l)/\max(R_{\text{max}}(l))] \text{ 또는 } \beta = \text{mean}[R_{\text{min}}(l)/\max(R_{\text{max}}(l))]$$

【수학식 11】

<105> 여기서, β 는 $0 \leq \beta \leq 1$ 의 조건을 만족한다. 한편, 상기 β 는 상기 자기상관함수의 정규화된 형태이므로 채널의 상태 변화를 충분히 표현하고 있다. 즉, 채널의 변화가 거의 없는 저속 페이딩(slow fading)인 경우 상기 β 는 1에 근접하는 값을 가진다. 하지만, 채널이 급격히 변화하는 고속 페이딩(fast fading)의 경우 상기 β 는 0에 근접하게 된다.

<106> A4. 제한 가중치(a)와 입력 가중치(b)를 결정하는 방안

<107> 이하 상기 도 5에서의 필터계수 제어기(520)에서 파일럿 채널의 잡음량(α)과 채널 속도 예측 파라미터(β)에 의해 제한 가중치(a)와 입력 가중치(b)를 결정하는 방안에 대해 자세히 설명하면 다음과 같다. 상기 제한 가중치(a)와 상기 입력 가중치(b)는 싱글 기준 값($T\alpha, T\beta$)에 의해 결정하는 방법과 멀티 기준 값($T\alpha_1, T\alpha_2, T\beta_1, T\beta_2$)에 의해 결정하는 방법으로 구분할 수 있다.

<108> 먼저, 도 7a, 도 7b와 도 8을 참조하여 상기 제한 가중치(a)와 상기 입력 가중치(b)를 싱글 기준 값에 의해 결정하는 방법을 설명하도록 한다.

<109> 상기 도 7a는 싱글 기준 값과 측정된 파일럿 채널의 잡음량(α)에 대응하여 실제 매핑되는 SNR(dB)의 예를 보이고 있는 도면이며, 상기 도 7b는 싱글 기준 값과 채널 속도 예측 파라미터(β)에 대응하여 실제 매핑되는 채널 속도(SPPED)의 예를 보이고 있는 도면이다. 한편, 상기 도 8은 싱글 기준 값($T\alpha, T\beta$)을 사용함에 있어 측정된 파일럿 채널의 잡음량(α)과 채널 속도 예측 파라미터(β)에 대응하여 최적의 제한 가중치(a)와 입력 가중치(b) 및 기울기 제어 신호(S)가 매핑된 예를 보이고 있는 도면이다.

<110> 상기 필터계수 제어기(520)는 상기 채널속도 및 잡음량 측정기(518)로부터 파일럿 채널의 잡음량(α)이 제공되면 상기 도 7a를 통해 상기 α 에 대응하는 SNR(dB) 값을 결정한다. 그리고, 상기 결정한 값을 상기 기준 값 $T\alpha$ 에 대응하는 SNR(dB) 값과 비교한다. 또한, 상기 필터계수 제어기(520)는 상기 채널속도 및 잡음량 측정기(518)로부터 채널 속도 예측 파라미터(β)가 제공되면 상기 도 7b를 통해 상기 β 에 대응하는 채널 속도를 결정한다. 그리고, 상기 결정한 채널속도를 상기 기준 값 $T\beta$ 에 대응하는 채널속도와 비교한다. 이때, 상기 기준 값 $T\alpha$ 와 상기 $T\beta$ 는 필터계수 a , b 의 맵핑 규칙을 전환하는 전환점으로서 각 수신기의 구조와 성능에 따라 다르게 사용될 수 있다. 상기 수신기의 구조와 성능은 설계자 또는 시스템 표준에 따라 다른 바 상기 $T\alpha$ 와 상기 $T\beta$ 에 대응되는 SNR(dB)과 채널 속도(km) 값은 수신기의 성능 실험을 통해 구하여 진다. 즉, 부단한 실험을 통해 상기 $T\alpha$ 에 대응하는 SNR(dB)을 측정하고, 상기 $T\beta$ 에 대응하는 채널속도를 측정하는 것이다.

<111> 한편, 상기 필터계수 제어기(520)는 상기 도 8에서 보이고 있는 맵핑도로부터 상기 비교 결과에 대응하는 궤환 가중치 a 와 입력 가중치 b 와 함께 기울기 보상 여부를 결정하는 제어신호 S 를 결정한다. 상기 도 8에서 보이고 있는 맵핑도에서는 상기 비교 결과에 따라 네 가지의 맵핑 룰을 제시하고 있다. 상기 도 8에서의 맵핑 룰은 SNR의 경우 5dB이상을 저 잡음 영역으로 하고, 채널속도의 경우에는 500km 이상을 고속채널로 하고 있다.

<112> 첫 번째로, 상기 β 가 기준 값 $T\beta$ 보다 크고, 상기 α 가 기준 값 $T\alpha$ 보다 작은 경우이다. 이 경우 상기 필터계수 제어기(520)는 상기 도 8의 맵핑도에 의해 상기 궤환 가중치 a 를 3/4로 결정하고, 상기 입력 가중치 b 를 1/4로 결정한다. 한편, 상기 S 는 기울기 보상을 실시하지 않도록 하는 '0'으로 결정한다.

- <113> 두 번째로, 상기 β 가 기준 값 $T\beta$ 보다 크고, 상기 α 또한 기준 값 $T\alpha$ 보다 큰 경우이다. 이 경우 상기 필터계수 제어기(520)는 상기 도 8의 맵핑도에 의해 상기 제한 가중치 a 를 $7/8$ 로 결정하고, 상기 입력 가중치 b 를 $1/8$ 로 결정한다. 한편, 상기 S 는 기울기 보상을 실시하지 않도록 하는 '0'으로 결정한다.
- <114> 세 번째로, 상기 β 가 기준 값 $T\beta$ 보다 작고, 상기 α 또한 기준 값 $T\alpha$ 보다 작은 경우이다. 이 경우 상기 필터계수 제어기(520)는 상기 도 8의 맵핑도에 의해 상기 제한 가중치 a 를 $1/4$ 로 결정하고, 상기 입력 가중치 b 를 $3/4$ 로 결정한다. 한편, 상기 S 는 기울기 보상을 실시하도록 하는 '1'로 결정한다.
- <115> 네 번째로, 상기 β 가 기준 값 $T\beta$ 보다 작고, 상기 α 는 기준 값 $T\alpha$ 보다 큰 경우이다. 이 경우 상기 필터계수 제어기(520)는 상기 도 8의 맵핑도에 의해 상기 제한 가중치 a 를 $1/2$ 로 결정하고, 상기 입력 가중치 b 를 $1/2$ 로 결정한다. 한편, 상기 S 는 기울기 보상을 실시하도록 하는 '1'로 결정한다.
- <116> 다음으로, 도 9a, 도 9b와 도 10을 참조하여 상기 제한 가중치(a)와 상기 입력 가중치(b)를 멀티 기준 값들에 의해 결정하는 방법을 설명하도록 한다.
- <117> 상기 도 9a는 멀티 기준 값들과 측정된 파일럿 채널의 잡음량(α)에 대응하여 실제 매핑되는 SNR(dB)의 예를 보이고 있는 도면이며, 상기 도 9b는 멀티 기준 값들과 채널 속도 예측 파라미터(β)에 대응하여 실제 매핑되는 채널 속도(SPPED)의 예를 보이고 있는 도면이다. 한편, 상기 도 10은 멀티 기준 값들($T\alpha_1, T\alpha_2, T\beta_1, T\beta_2$)을 사용함에 있어 측정된 파일럿 채널의 잡음량(α)과 채널 속도 예측 파라미터(β)에 대응하여 최적의 제한 가중치(a)와 입력 가중치(b) 및 기울기 제어신호(S)가 매핑된 예를 보이고 있는 도면이다. 이때, 상기 도 9a에서는 SNR의 경우 $0\text{dB}(T\alpha$

α_2)와 $10\text{dB}(T\alpha_1)$ 에 의해 저 잡음영역과 중 잡음영역 그리고 고 잡음영역으로 이루어지는 3개의 영역으로 나누었다. 한편, 채널속도의 경우에는 $120\text{km}(T\beta_2)$ 와 $500\text{km}(T\beta_1)$ 에 의해 저속 채널 영역과 중속 채널영역 그리고 고속 채널영역으로 이루어지는 3개의 영역으로 나누었다.

<118> 상기 필터계수 제어기(520)는 상기 채널속도 및 잡음량 측정기(518)로부터의 파일럿 채널의 잡음량(α)에 대응하는 SNR(dB) 값과 상기 기준 값 $T\alpha_1$ 과 $T\alpha_2$ 각각에 대응하는 SNR(dB) 값들과 비교한다. 또한, 상기 필터계수 제어기(520)는 상기 채널속도 및 잡음량 측정기(518)로부터의 채널 속도 예측 파라미터(β)에 대응하는 채널 속도와 상기 기준 값 $T\beta_1$ 과 $T\beta_2$ 각각에 대응하는 채널속도들과 비교한다.

<119> 상기 필터계수 제어기(520)는 상기 도 10에서 보이고 있는 맵핑도로부터 상기 비교 결과에 대응하는 궤환 가중치 a 와 입력 가중치 b 와 함께 기울기 보상 여부를 결정하는 제어신호 S 를 결정한다. 상기 도 10에서 보이고 있는 맵핑도에서는 상기 비교 결과에 따라 아홉 가지의 맵핑 룰을 제시하고 있다.

<120> 첫 번째로, 상기 β 가 기준 값 $T\beta_2$ 보다 크고, 상기 α 가 기준 값 $T\alpha_1$ 보다 작은 경우이다. 이 경우 상기 필터계수 제어기(520)는 상기 도 10의 맵핑도에 의해 상기 궤환 가중치 a 를 $3/4$ 로 결정하고, 상기 입력 가중치 b 를 $1/4$ 로 결정한다. 한편, 상기 S 는 기울기 보상을 실시하지 않도록 하는 '0'으로 결정한다.

<121> 두 번째로, 상기 β 가 기준 값 $T\beta_2$ 보다 크고, 상기 α 가 기준 값 $T\alpha_1$ 과 $T\alpha_2$ 간에 존재하는 경우이다. 이 경우 상기 필터계수 제어기(520)는 상기 도 10의 맵핑도에 의해 상기 궤환 가중치 a 를 $7/8$ 로 결정하고, 상기 입력 가중치 b 를 $1/8$ 로 결정한다. 한편, 상기 S 는 기울기 보상을 실시하지 않도록 하는 '0'으로 결정한다.

- <122> 세 번째로, 상기 β 가 기준 값 $T\beta_2$ 보다 크고, 상기 a 가 기준 값 Ta_2 보다 큰 경우이다. 이 경우 상기 필터계수 제어기(520)는 상기 도 10의 맵핑도에 의해 상기 퀘환 가중치 a 를 15/16로 결정하고, 상기 입력 가중치 b 를 1/16로 결정한다. 한편, 상기 S 는 기울기 보상을 실시하지 않도록 하는 '0'으로 결정한다.
- <123> 네 번째로, 상기 β 가 기준 값 $T\beta_1$ 과 $T\beta_2$ 간에 존재하고, 상기 a 가 기준 값 Ta_1 보다 작은 경우이다. 이 경우 상기 필터계수 제어기(520)는 상기 도 10의 맵핑도에 의해 상기 퀘환 가중치 a 를 1/2로 결정하고, 상기 입력 가중치 b 를 1/2로 결정한다. 한편, 상기 S 는 기울기 보상을 실시하도록 하는 '1'로 결정한다.
- <124> 다섯 번째로, 상기 β 가 기준 값 $T\beta_1$ 과 $T\beta_2$ 간에 존재하고, 상기 a 가 기준 값 Ta_1 과 Ta_2 간에 존재하는 경우이다. 이 경우 상기 필터계수 제어기(520)는 상기 도 10의 맵핑도에 의해 상기 퀘환 가중치 a 를 3/4로 결정하고, 상기 입력 가중치 b 를 1/4로 결정한다. 한편, 상기 S 는 기울기 보상을 실시하도록 하는 '1'로 결정한다.
- <125> 여섯 번째로, 상기 β 가 기준 값 $T\beta_1$ 과 $T\beta_2$ 간에 존재하고, 상기 a 가 기준 값 Ta_2 보다 큰 경우이다. 이 경우 상기 필터계수 제어기(520)는 상기 도 10의 맵핑도에 의해 상기 퀘환 가중치 a 를 7/8로 결정하고, 상기 입력 가중치 b 를 1/8로 결정한다. 한편, 상기 S 는 기울기 보상을 실시하도록 하는 '1'로 결정한다.
- <126> 일곱 번째로, 상기 β 가 기준 값 $T\beta_1$ 보다 작고, 상기 a 또한 기준 값 Ta_1 보다 작은 경우이다. 이 경우 상기 필터계수 제어기(520)는 상기 도 10의 맵핑도에 의해 상기 퀘환 가중치 a 를 1/4로 결정하고, 상기 입력 가중치 b 를 3/4로 결정한다. 한편, 상기 S 는 기울기 보상을 실시하도록 하는 '1'로 결정한다.

- <127> 여덟 번째로, 상기 β 가 기준 값 $T\beta_1$ 보다 작고, 상기 a 는 기준 값 Ta_1 과 Ta_2 간에 존재하는 경우이다. 이 경우 상기 필터계수 제어기(520)는 상기 도 8의 맵핑도에 의해 상기 케환 가중치 a 를 1/2로 결정하고, 상기 입력 가중치 b 를 1/2로 결정한다. 한편, 상기 S 는 기울기 보상을 실시하도록 하는 '1'로 결정한다.
- <128> 아홉 번째로, 상기 β 가 기준 값 $T\beta_1$ 보다 작고, 상기 a 는 기준 값 Ta_2 보다 큰 경우이다. 이 경우 상기 필터계수 제어기(520)는 상기 도 8의 맵핑도에 의해 상기 케환 가중치 a 를 3/4로 결정하고, 상기 입력 가중치 b 를 1/4로 결정한다. 한편, 상기 S 는 기울기 보상을 실시하도록 하는 '1'로 결정한다.
- <129> 상기 도 8과 상기 도 10에서 보이고 있는 맵핑 예들은 현재 무선채널 환경에 대응하여 잡음 제거 필터(524)가 최적의 동작을 수행할 수 있도록 하는 필터 계수들을 정의하고 있다. 이때, 상기 최적의 필터 계수들 또한 수신기의 성능 실험을 통해 구현될 수 있다.
- <130> A5. 기울기 보상 방안
- <131> 이하 상기 도 5에서의 기울기 보상기(524)에서 채널 속도 예측 파라미터(β)에 대응하여 기울기를 보상하는 방안에 대해 자세히 설명하면 다음과 같다.
- <132> 후술된 기울기 보상은 채널의 속도에 따라 필터계수 제어기(520)에 의해 적용 여부가 제어된다. 상기 채널의 속도에 따라 기울기 보상 여부를 결정하는 것은 상기 기울기 보상 효과가 상기 채널의 속도에 의해 다르게 나타나기 때문이다. 즉, 저속 채널 또는 낮은 SNR을 가지는 무선채널 환경에서의 기울기 보상에 따른 효과는 상대적으로 낮으며, 고속 채널 또는 높은 SNR을 가지는 무선채널 환경에서의 기울기 보상에 따른 효과는 상대적으로 높다. 그 이유는 상기 저속 채널에 비해 상기 고속 채널에서의 채널 변화량($\Delta=c(n)-c(n-1)$)대 잡음($N(n)$) 비가 상

대적으로 높아 채널 보상 값($\Lambda(n)$)의 발생 확률이 상대적으로 높기 때문이다. 따라서, 상기 기율기 보상은 채널 변화량 대 잡음비($\Delta/N(n)$)가 충분한 경우에 적용하는 것이 효과적이다.

<133> 상기 도 8에서 보이고 있는 싱글 기준 값(T_α, T_β)을 사용하는 경우 β 가 상기 T_β 보다 크면 S를 0으로 설정하여 기율기 보상을 수행하지 않는다. 하지만, 상기 β 가 상기 T_β 보다 작거나 같으면 상기 S를 1로 설정하여 기율기 보상을 수행하도록 한다.

<134> 상기 도 10에서 보이고 있는 멀티 기준 값들($T_{\alpha 1}, T_{\alpha 2}, T_{\beta 1}, T_{\beta 2}$)을 사용하는 경우 β 가 상기 $T_{\beta 2}$ 보다 크면 S를 0으로 설정하여 기율기 보상을 수행하지 않는다. 하지만, 상기 β 가 상기 $T_{\beta 2}$ 보다 작거나 같으면 상기 S를 1로 설정하여 기율기 보상을 수행하도록 한다.

<135> 하지만, 상기한 예에서는 S를 0 또는 1로 설정하기 위한 기준 값으로 T_β 를 사용하고 있으나 이와는 별도의 기준 값을 결정하여 사용할 수 있다. 도 11에서는 필터계수를 결정하기 위해 사용되는 기준 값(T_α, T_β)과 별도로 S를 결정하기 위하여 기준 값($T_{\alpha S}, T_{\beta S}$)을 독립적으로 사용하는 일 예를 도 11에서 보이고 있다.

<136> 상기 기율기 보상기(524)는 상기 α 와 상기 β 에 의한 필터계수 조정과 더불어 다른 성능 개선을 위해 채널 추정기의 최종 단계 구비되도록 한다. 상기 기율기 보상의 원리는 채널 추정을 위해 사용되는 파일럿 채널의 확산계수(SF_{pilot})와 데이터 채널의 확산계수(SF_{data})의 불일치에서 찾을 수 있다. 일반적으로 상기 SF_{pilot} 은 상기 SF_{data} 보다 상당히 크다. 예컨대, 상기 SF_{pilot} 은 256이고, 상기 SF_{data} 는 16이다. 이 경우 파일럿 한 심볼 당 데이터 심볼은 16개가 존재하게 된다. 따라서, 하나의 파일럿 심벌에 의해 예측된 채널보상 값은 16개의 데이터 심벌들에 동일하게 적용될 수밖에 없다. 한편, 안테나 다이버시티가 고려되는 경우에는 하나의

파일럿 심볼로부터 예측된 채널보상 값에 의해 32개의 데이터 심볼들이 채널 보상을 받게 된다. 기울기 보상의 원리를 보이고 있는 도 12의 그래프에서는 상술한 바가 잘 나타나고 있다.

<137> 이러한 이유로 인해 현재 채널의 기울기 상태를 예측하여 16개 데이터 심벌들 각각에 대한 채널보상 값을 서로 다르게 적용하는 것이 바람직하다. 이때 데이터 심벌들 각각에 대해 결정되는 서로 다른 채널보상 값($\Lambda(n)$)은 하기 <수학식 12>와 같이 나타낼 수 있다.

<138>

$$\Lambda(n) = \frac{1}{W \cdot (SF_{\text{pilot}}/SF_{\text{data}})} \sum_{w=0}^{W-1} \left| \hat{c}^{(n-w)} - \hat{c}^{(n-w-1)} \right|$$

【수학식 12】

<139> 여기서, n 은 한 패킷 내의 파일럿 심벌의 색인(index)이고, W 는 기울기 예측에 사용된 윈도우(window) 크기를 나타낸다.

<140> 상기 잡음이 제거된 신호($\hat{c}^{(n)}$)에 대해 상기 <수학식 12>에 의해 얻은 채널보상 값($\Lambda(n)$)을 적용함으로써 상기 기울기 보상기(524)로부터의 출력은 하기 <수학식 13>으로 나타낼 수 있다.

<141>

$$c_{\text{est}}(n,k) = \hat{c}^{(n)} \cdot k \cdot \Lambda(n)$$

【수학식 13】

<142> 여기서, $c_{\text{est}}(n,k)$ 는 n 번째 파일럿 심볼에 대해 k 번째 데이터 심볼의 채널 보상된 출력을 나타낸다. 한편, 상기 k 는 $1 \leq k \leq SF_{\text{pilot}}/SF_{\text{data}}$ 의 조건을 가지며, 상기 $SF_{\text{pilot}}/SF_{\text{data}}$ 는 하나의 파일럿 심볼에 대응하는 데이터 심볼들의 수를 의미한다. 따라서, 한 패킷 당 데이터 심볼들의 수는 $M_{\text{pilot}} \times (SF_{\text{pilot}}/SF_{\text{data}})$ 로 나타낼 수 있다.

<143> A6. 본 발명의 실시 예에 따른 동작



<144> 이하 본 발명의 실시 예에 따른 채널 추정기의 동작을 도 13에서 보이고 있는 제어 흐름을 참조하여 상세히 설명하면 다음과 같다.

<145> 상기 도 13을 참조하면, 채널 추정기는 1300단계에서 송신기로부터의 소정 채널 신호를 수신한다. 상기 소정 채널 신호는 무선채널 환경을 측정하기 위한 채널 신호로서 공통파일럿채널을 통해 수신되는 파일럿 신호가 될 수 있다. 상기 1300단계는 상기 도 5에서 보이고 있는 누적값 적분 필터(510), 곱셈기(512) 및 누적값 적분 필터(516)에서 수행하는 동작을 포함한다. 상기 소정 채널 신호의 수신이 이루어지면 상기 채널 추정기는 1302단계로 진행하여 상기 소정 채널 신호에 대응한 파일럿 채널의 잡음량(α) 및 채널 속도 예측 파라미터(β)를 채널속도 및 잡음량 측정기(518)를 통해 측정한다. 상기 파일럿 채널의 잡음량(α) 및 상기 채널 속도 예측 파라미터(β)가 측정되면 1304단계로 진행한다. 상기 채널 추정기의 필터계수 제어기(520)는 상기 1304단계에서 상기 파일럿 채널의 잡음량(α) 및 상기 채널 속도 예측 파라미터(β)를 미리 결정된 맵핑도에 적용함으로써 현재 무선채널 환경에 대해 최적의 필터계수(a, b)와 기울기 보상 여부를 제어하는 신호(S)를 결정한다. 상기 필터계수는 잡음 제거 필터(522)에서 요구되는 정보로서 제한 가중치(a)와 입력 가중치(b)를 포함한다. 상기 결정한 필터계수 a 와 b 는 상기 잡음 제거 필터(522)로 제공되며, 상기 제어신호 S 는 기울기 보상기(524)로 제공된다. 상기 잡음 제거 필터(522)는 1306단계에서 상기 필터계수 제어기(520)로부터 제공된 필터계수 a 와 b 에 의해 상기 소정 채널 신호에 포함된 잡음 성분을 제거한다. 한편, 상기 기울기 보상기(524)는 1308단계에서 상기 잡음 성분이 제거된 소정 채널 신호에 대한 기울기 보상 여부를 판단한다. 즉, 상기 필터계수 제어기(520)로부터의 S 가 1이면 기울기 보상이 요구되었다고 판단한다. 그렇지 않고, 상기 S 가 0이면 기울기 보상이 요구되지 않았다고 판단한다. 상기 기울기 보상기(524)는 기울기 보상이 요구되면 1310단계로 진행하여 상기 잡음 성분이 제거된



소정 채널 신호에 대한 기울기 보상을 수행한다. 하지만, 기울기 보상이 요구되지 않으면 상기 1310단계를 수행하지 않고 본 발명의 실시 예에 따른 동작을 종료한다.

<146> B. N차 IIR 필터를 잡음 제거 필터로 사용하는 경우

<147> 전술한 실시 예의 구성 및 동작에 의해 결정하는 a와 b는 1차 잡음 제거 필터뿐만 아니라 N차 잡음 제거 필터에서도 동일하게 적용 가능하다. 하지만, 전술한 바에 의해 결정된 필터 계수 a는 N차 잡음 제거 필터의 특성에 따라 다르게 구현된다. 즉, N차 잡음 제거 필터의 경우, 할당받은 a를 a_1 내지 a_N 까지 분배하여 사용한다. 상기 분배 방식은 크게 균등분배(equal distribution)와 불균등 분배(unequal distribution) 방식이 있을 수 있다.

<148> 상기 균등분배(equal distribution) 방식의 경우 전술한 바에 의해 결정된 a를 웨환신호의 개수(N)로서 나눈 값을 각각의 웨환신호에 대한 웨환 가중치(a_1 내지 a_N)로서 제공한다. 즉, 상기 각각의 웨환신호에 대한 웨환 가중치(a_1 내지 a_N)는 ' $a_1=a_2=\dots=a_N=a/N$ '으로 정의될 수 있다.

<149> 상기 불균등 분배(unequal distribution) 방식의 경우 전술한 바에 의해 결정된 a를 복수의 웨환신호들 각각에 대응하는 웨환 가중치들(a_1 내지 a_N)로 분배함에 있어 ' $w_1a_1+w_2a_2+\dots+w_Na_N = a$ '를 만족하도록 한다. 여기서, 상기 w_1 내지 w_N 은 서로 다른 가중치를 부여할 수 있으나 총 합($\sum_{k=1}^N w_k$)은 1을 만족하여야 한다. 상기 w_1 내지 w_N 각각은 잡음 제거 필터를 설계함에 있어 조절이 가능하나 통상적으로 $w_1 > w_2 > \dots > w_N$ 의 조건을 만족하도록 한다.

<150> C. 성능 비교

<151> 도 14와 도 15는 각각 저속채널과 고속채널의 무선채널 환경에서의 종래 및 본 발명의 실시 예에 따른 채널 추정기의 성능 실험에 의한 결과를 대비하여 보이고 있는 그래프이다. 상

기 도 14에서는 변조방식으로 16QAM을 사용하며, 페이딩의 변화가 없는 '플랫 페이딩(flat fading)'을 조건으로 하고 있다. 이때, 플랫 페이딩의 조건으로 채널속도를 3km를 가정하였다. 상기 도 15에서는 변조방식으로 16QAM을 사용하며, 플랫 페이딩의 조건으로 채널속도를 120km로 가정하였다. 한편, 상기 도 14와 도 15에서는 공통적으로 매핑 방식을 상기 도 8에서 보이고 있는 싱글레벨 기준 값을 사용하였으며, 상기 기준 값으로 $T\beta = 0.3$, $T\alpha = 0.2(T\alpha_S = 0, T\beta_S = T\beta)$ 를 적용하였다.

<152> 상기 도 14를 통해 보여지고 있는 바와 같이 저속채널에서 종래 채널 추정기에 비해 본 발명의 실시 예에 따른 채널 추정기가 개선된 성능을 나타내고 있다. 뿐만 아니라 본 발명에서 제시된 적응형 필터를 가지는 채널 추정기의 경우는 종래 채널 추정기에 비해 추가 이득을 보여주고 있다.

<153> 상기 도 15를 통해서는 고속채널에서 잡음 제거 필터를 사용하는 경우와 사용하지 않는 경우에 있어 발생하는 지연현상(lagging)을 잘 보여주고 있다. 즉, 고속채널의 경우 잡음 제거 필터를 사용하지 않는 것이 더욱 효과적이나 특정한 무선채널 환경만을 위해 잡음 제거 필터를 사용하지 않을 수 없다. 따라서, 본 발명에서는 무선채널 환경에 따라 잡음 제거 필터의 동작을 제어함으로서 저속채널 뿐만 아니라 고속채널에서도 추가적인 이득을 나타낼 수 있도록 하였다.

【발명의 효과】

<154> 상술한 바와 같이 본 발명은 저차 변조 방식과 낮은 부호율에만 효율적으로 사용되는 채널 추정기를 고차 변조방식과 높은 부호율에도 적용 가능하도록 함으로서 고속의 패킷 전송이

가능하도록 하였다. 또한 각각의 무선채널 특성에 맞도록 잡음 제거 필터의 필터 계수를 조절함으로써 다양한 무선채널 환경에 적용할 수 있도록 함으로써 채널 추정기를 보다 효과적으로 사용할 수 있다.

【특허청구범위】**【청구항 1】**

제1필터계수와 제2필터계수의 합은 고정된 값을 가지며, 공통파일럿채널 신호에 해당 파일럿 심볼의 켄레 복소수를 곱함으로써 얻어지는 예측된 페이딩 채널응답으로부터 상기 제1필터계수 및 상기 제2필터계수에 의해 잡음 성분을 제거하는 잡음 제거 필터를 가지는 이동통신 시스템의 채널 추정장치에서 상기 제1필터계수와 상기 제2필터계수를 결정하는 방법에 있어서,

상기 예측된 페이딩 채널응답을 입력하고, 상기 예측된 페이딩 채널응답내의 잡음 량과 채널속도를 측정하는 과정과,

상기 잡음 량과 적어도 하나의 제1기준 값을 비교하고, 상기 채널속도와 적어도 하나의 제2기준 값을 비교하며, 상기 비교 결과에 대응하여 미리 매핑된 상기 제1필터계수와 상기 제2필터계수를 결정하는 과정을 포함함을 특징으로 하는 상기 방법.

【청구항 2】

제1항에 있어서, 상기 채널속도가 상기 제2기준 값보다 크면 상기 잡음제거용 필터로부터의 출력신호에 대한 기울기 보상을 수행하고, 상기 채널속도가 상기 제2기준 값보다 작거나 같으면 상기 잡음제거용 필터로부터의 출력신호에 대한 기울기 보상을 수행하지 않는 과정을 더 포함함을 특징으로 하는 상기 방법.

【청구항 3】

제1항에 있어서, n 은 1부터 한 패킷 당 파일럿 심볼들의 수이며, 상기 예측된 페이딩 채널 응답($\tilde{c}^{(n)}$)과 한 심볼 지연되어 예측된 페이딩 채널 응답($\tilde{c}^{(n-1)}$)의 차를 평균함으로써 상기 잡음 량(α)을 측정함을 특징으로 하는 상기 방법.

【청구항 4】

제3항에 있어서, 상기 예측된 페이딩 채널 응답($\tilde{c}^{(n)}$)을 이용하여 자기상관함수를 구하고, 상기 자기상관함수의 최소 값 또는 평균값을 상기 채널속도로 측정함을 특징으로 하는 상기 방법.

【청구항 5】

제4항에 있어서, 상기 제1기준 값과 상기 제2기준 값 및 상기 비교 결과에 대응하여 미리 매핑된 상기 제1필터계수와 상기 제2필터계수는 다양한 무선채널 환경에 대응한 상기 채널 추정기의 성능 실험을 통하여 최적의 제1필터계수 및 제2필터계수로서 결정함을 특징으로 하는 상기 방법.

【청구항 6】

제1필터계수와 제2필터계수의 합은 고정된 값을 가지며, 공통파일럿채널 신호에 해당 파일럿 심볼의 켄레 복소수를 곱함으로써 얻어지는 예측된 페이딩 채널응답으로부터 상기 제1필

터계수 및 상기 제2필터계수에 의해 잡음 성분을 제거하는 잡음 제거 필터를 가지는 이동통신 시스템의 채널 추정장치에서 상기 제1필터계수와 상기 제2필터계수를 결정하는 장치에 있어서,

상기 예측된 페이딩 채널응답을 입력하고, 상기 예측된 페이딩 채널응답내의 잡음 량과 채널속도를 측정하는 채널속도 및 잡음량 측정기와,

상기 잡음 량과 적어도 하나의 제1기준 값을 비교하고, 상기 채널속도와 적어도 하나의 제2기준 값을 비교하며, 상기 비교 결과에 대응하여 미리 매핑된 상기 제1필터계수와 상기 제2필터계수를 결정하는 필터계수 제어기를 포함함을 특징으로 하는 상기 장치.

【청구항 7】

제6항에 있어서, 상기 필터계수 제어기로부터의 제어에 의해 상기 채널속도가 상기 제2기준 값보다 크면 상기 잡음제거용 필터로부터의 출력신호에 대한 기울기 보상을 수행하고, 상기 채널속도가 상기 제2기준 값보다 작거나 같으면 상기 잡음제거용 필터로부터의 출력신호에 대한 기울기 보상을 수행하지 않는 기울기 보상기를 더 구비함을 특징으로 하는 상기 장치.

【청구항 8】

제6항에 있어서, 상기 채널속도 및 잡음량 측정기는, n 은 1부터 한 패킷 당 파일럿 심볼들의 수이며, 상기 예측된 페이딩 채널 응답($\tilde{c}^{(n)}$)과 한 심볼 지연되어 예측된 페이딩 채널 응답($\tilde{c}^{(n-1)}$)의 차를 평균함으로서 상기 잡음 량(α)을 측정함을 특징으로 하는 상기 장치

【청구항 9】

제8항에 있어서, 상기 채널속도 및 잡음량 측정기는, 상기 예측된 페이딩 채널 응답($\tilde{c}^{(n)}$)을 이용하여 자기상관함수를 구하고, 상기 자기상관함수의 최소 값 또는 평균값을 상기 채널속도로 측정함을 특징으로 하는 상기 장치.

【청구항 10】

제9항에 있어서, 상기 제1기준 값과 상기 제2기준 값 및 상기 비교 결과에 대응하여 미리 매핑된 상기 제1필터계수와 상기 제2필터계수는 다양한 무선채널 환경에 대응한 상기 채널 추정기의 성능 실험을 통하여 최적의 제1필터계수 및 제2필터계수로서 결정함을 특징으로 하는 상기 장치.

【청구항 11】

이동통신시스템의 적응형 채널추정장치에서 공통파일럿채널 신호를 수신하여 잡음을 제거하는 방법에 있어서,

상기 공통파일럿채널 신호에 해당 파일럿 심볼의 결레 복소수를 곱함으로써 예측된 페이딩 채널응답을 출력하는 과정과,

상기 예측된 페이딩 채널응답내의 잡음량을 측정하는 과정과,

상기 예측된 페이딩 채널응답에 의해 상기 공통파일럿 채널의 속도를 측정하는 과정과,

상기 측정한 잡음량과 적어도 하나의 제1기준 값을 비교하는 과정과,

상기 채널속도와 적어도 하나의 제2기준 값을 비교하는 과정과,



미리 결정된 제1필터계수들과 제2필터계수들로부터 상기 비교 결과에 대응하는 제1필터계수와 제2필터계수를 결정하는 과정과,

상기 결정된 제1필터계수와 상기 결정된 제2필터계수를 적용하여 상기 예측된 페이딩 채널 응답으로부터 잡음 성분을 제거하는 과정을 포함함을 특징으로 하는 상기 방법.

【청구항 12】

제11항에 있어서, 상기 채널속도가 상기 제2기준 값보다 크면 상기 잡음제거용 필터로부터의 출력신호에 대한 기울기 보상을 수행하고, 상기 채널속도가 상기 제2기준 값보다 작거나 같으면 상기 잡음제거용 필터로부터의 출력신호에 대한 기울기 보상을 수행하지 않는 과정을 더 포함함을 특징으로 하는 상기 방법.

【청구항 13】

제11항에 있어서, n 은 1부터 한 패킷 당 파일럿 심볼들의 수이며, 상기 예측된 페이딩 채널 응답($\tilde{c}^{(n)}$)과 한 심볼 지연되어 예측된 페이딩 채널 응답($\tilde{c}^{(n-1)}$)의 차를 평균함으로써 상기 잡음 량(α)을 측정함을 특징으로 하는 상기 방법.

【청구항 14】

제13항에 있어서, 상기 예측된 페이딩 채널 응답($\tilde{c}^{(n)}$)을 이용하여 자기상관함수를 구하고, 상기 자기상관함수의 최소 값 또는 평균값을 상기 채널속도로 측정함을 특징으로 하는

상기 방법.

【청구항 15】

제14항에 있어서, 상기 제1기준 값과 상기 제2기준 값 및 상기 비교 결과에 대응하여 미리 매핑된 상기 제1필터계수와 상기 제2필터계수는 다양한 무선채널 환경에 대응한 상기 채널 추정기의 성능 실험을 통하여 최적의 제1필터계수 및 제2필터계수로서 결정함을 특징으로 하는 상기 방법.

【청구항 16】

이동통신시스템의 적응형 채널추정장치에서 공통파일럿채널 신호를 수신하여 잡음을 제거하는 장치에 있어서,

상기 공통파일럿채널 신호에 해당 파일럿 심볼의 결레 복소수를 곱함으로써 예측된 페이딩 채널응답을 출력하는 곱셈기 및 누적값 적분 필터와,

상기 예측된 페이딩 채널응답으로부터 잡음 량과 상기 공통파일럿 채널의 속도를 측정하는 채널속도 및 잡음량 측정기와,

상기 측정한 잡음 량과 적어도 하나의 제1기준 값을 비교하고, 상기 채널속도와 적어도 하나의 제2기준 값을 비교하며, 미리 결정된 제1필터계수들과 제2필터계수들로부터 상기 비교 결과에 대응하는 제1필터계수와 제2필터계수를 결정하는 필터계수 제어기와,

상기 결정된 제1필터계수와 상기 결정된 제2필터계수를 적용하여 상기 예측된 페이딩 채널 응답으로부터 잡음 성분을 제거하는 잡음 제거 필터를 포함함을 특징으로 하는 상기 장치.

【청구항 17】

제16항에 있어서, 상기 필터계수 제어기로부터의 제어에 의해 상기 채널속도가 상기 제2 기준 값보다 크면 상기 잡음제거용 필터로부터의 출력신호에 대한 기울기 보상을 수행하고, 상기 채널속도가 상기 제2기준 값보다 작거나 같으면 상기 잡음제거용 필터로부터의 출력신호에 대한 기울기 보상을 수행하지 않는 기울기 보상기를 더 구비함을 특징으로 하는 상기 장치.

【청구항 18】

제16항에 있어서, 상기 채널속도 및 잡음량 측정기는, n 은 1부터 한 패킷 당 파일럿 심볼들의 수이며, 상기 예측된 페이딩 채널 응답($\tilde{c}^{(n)}$)과 한 심볼 지연되어 예측된 페이딩 채널 응답($\tilde{c}^{(n-1)}$)의 차를 평균함으로서 상기 잡음 량(α)을 측정함을 특징으로 하는 상기 장치.

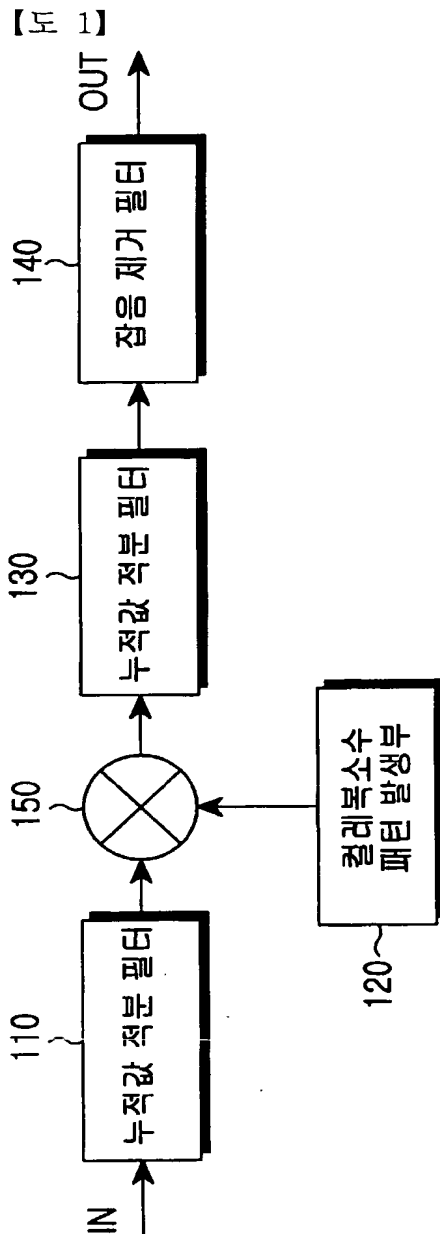
【청구항 19】

제18항에 있어서, 상기 채널속도 및 잡음량 측정기는, 상기 예측된 페이딩 채널 응답($\tilde{c}^{(n)}$)을 이용하여 자기상관함수를 구하고, 상기 자기상관함수의 최소 값 또는 평균값을 상기 채널속도로 측정함을 특징으로 하는 상기 장치.

【청구항 20】

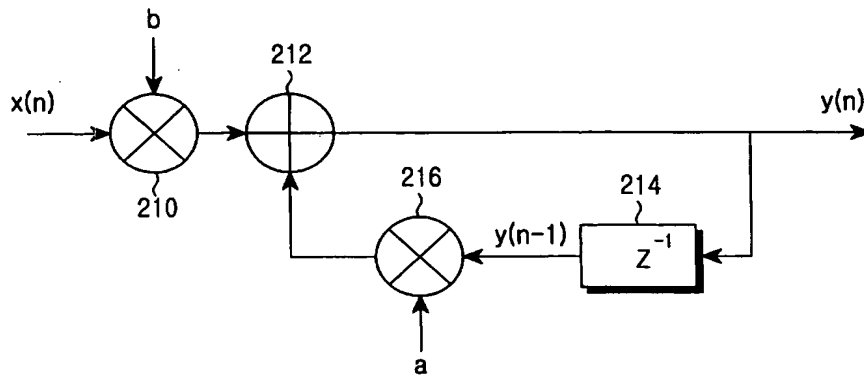
제19항에 있어서, 상기 제1기준 값과 상기 제2기준 값 및 상기 비교 결과에 대응하여 미리 매핑된 상기 제1필터계수와 상기 제2필터계수는 다양한 무선채널 환경에 대응한 상기 채널 추정기의 성능 실험을 통하여 최적의 제1필터계수 및 제2필터계수로서 결정함을 특징으로 하는 상기 장치.

【도면】

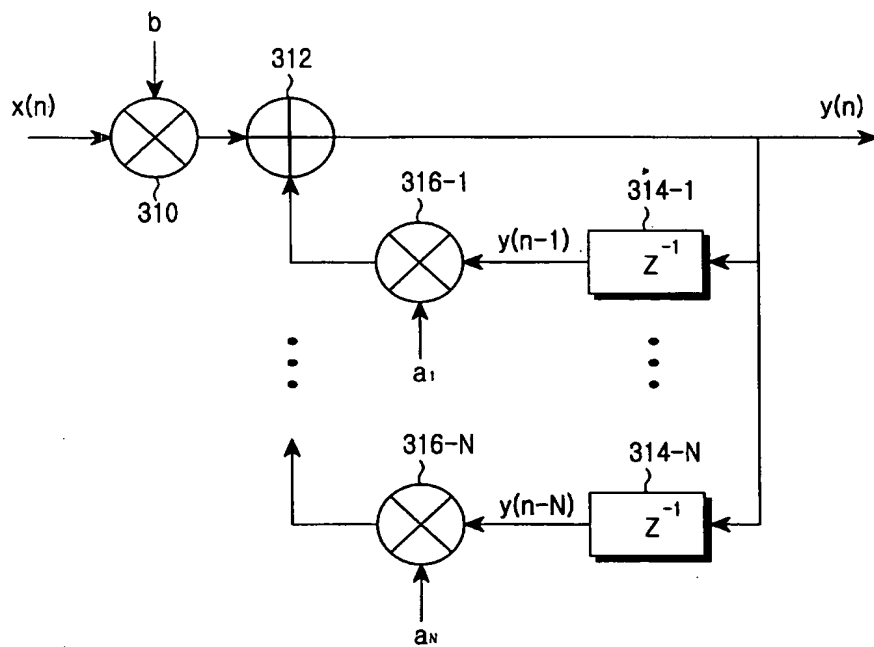




【도 2】



【도 3】

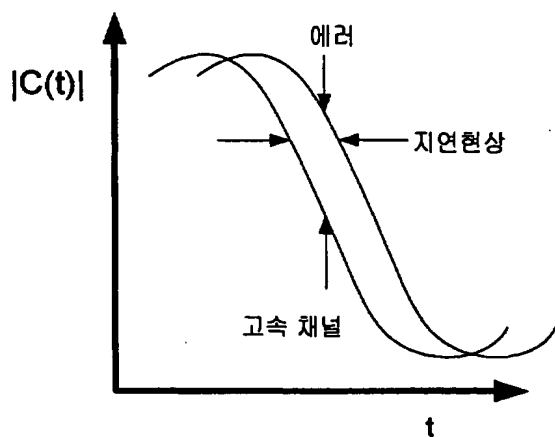




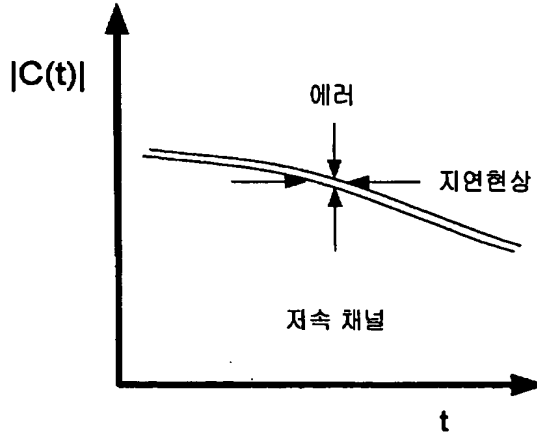
1020020039847

출력 일자: 2003/11/10

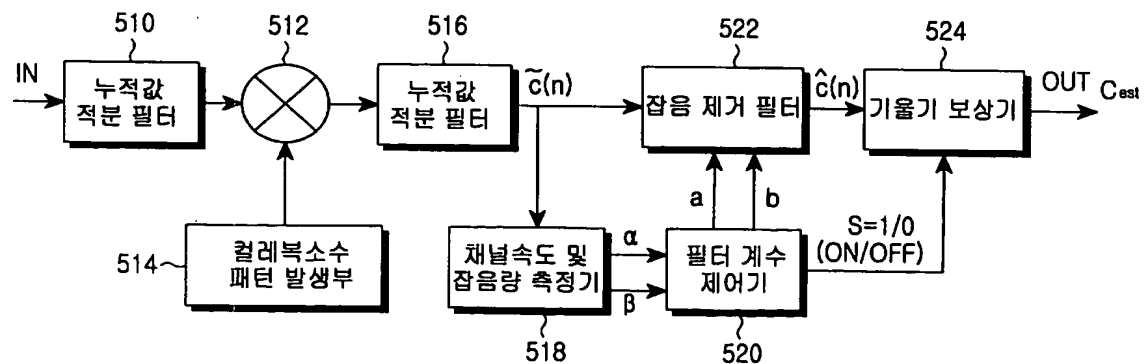
【도 4a】



【도 4b】



【도 5】

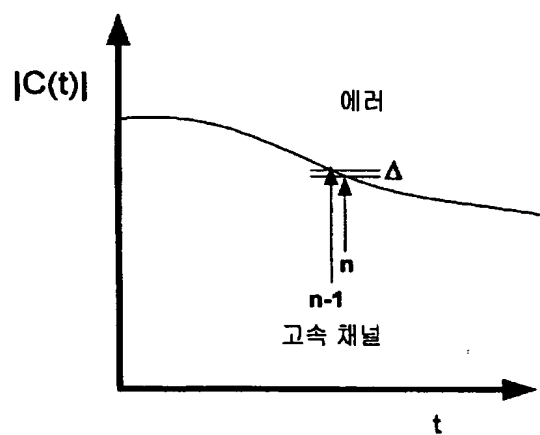




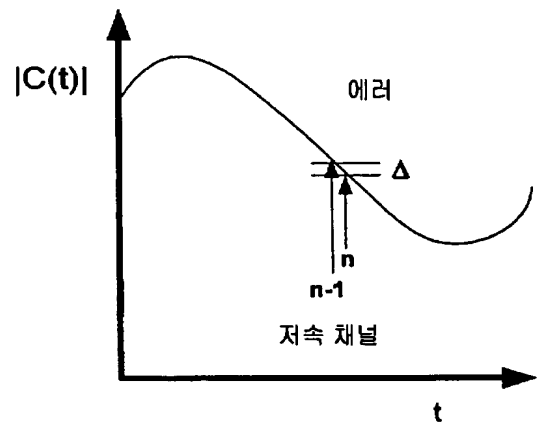
1020020039847

출력 일자: 2003/11/10

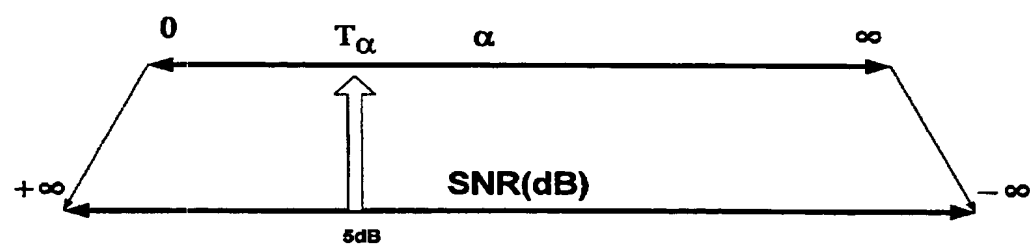
【도 6a】



【도 6b】



【도 7a】

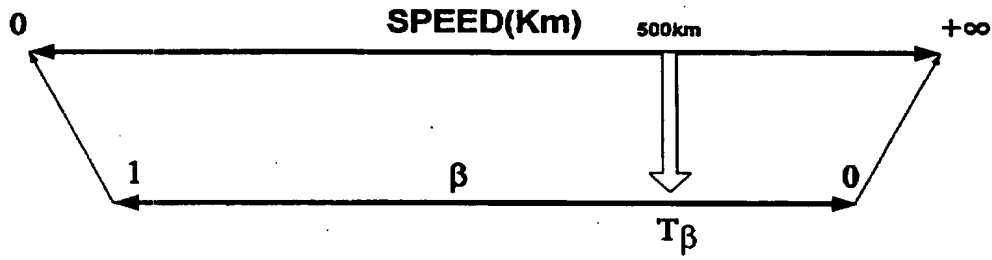




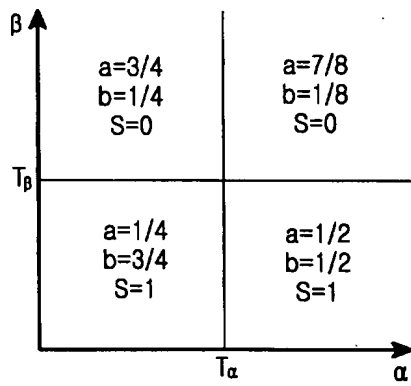
1020020039847

출력 일자: 2003/11/10

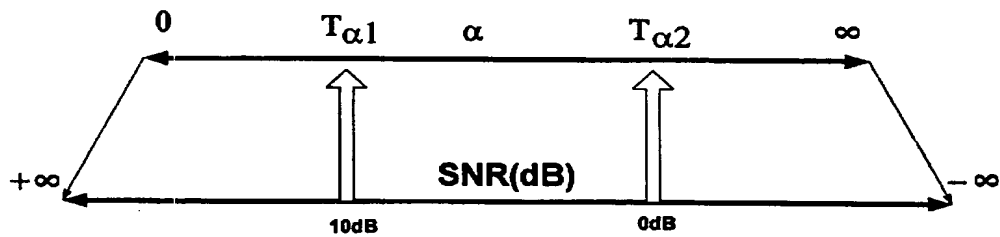
【도 7b】



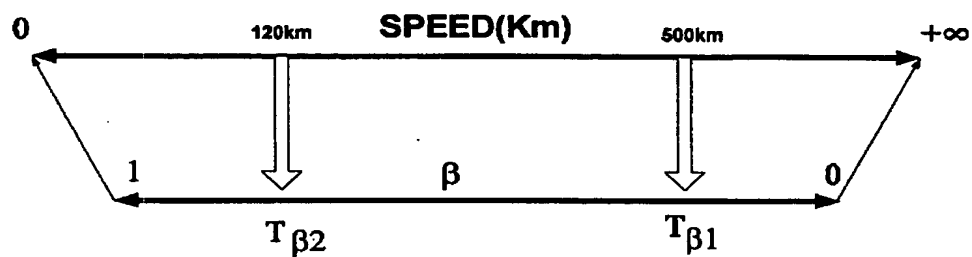
【도 8】



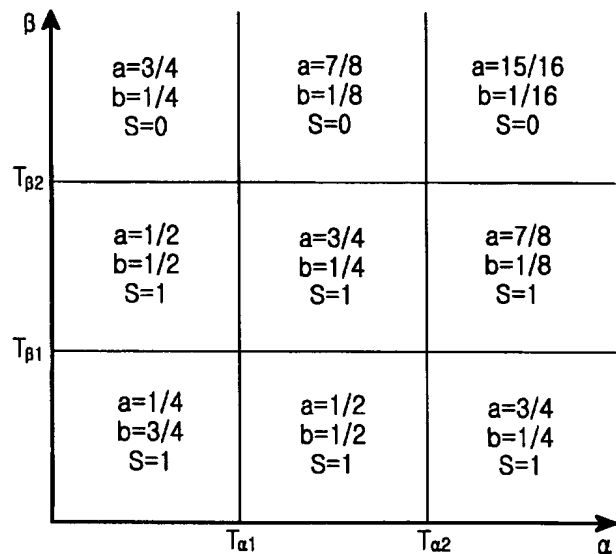
【도 9a】



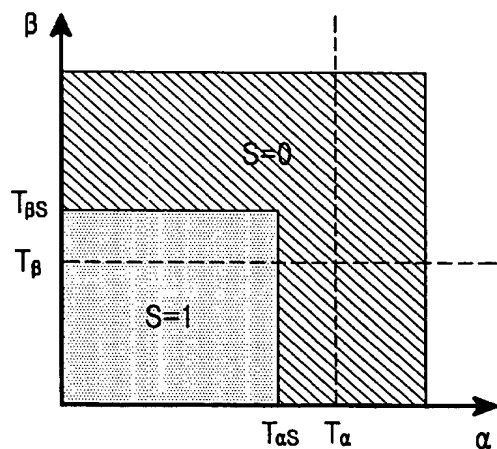
【도 9b】



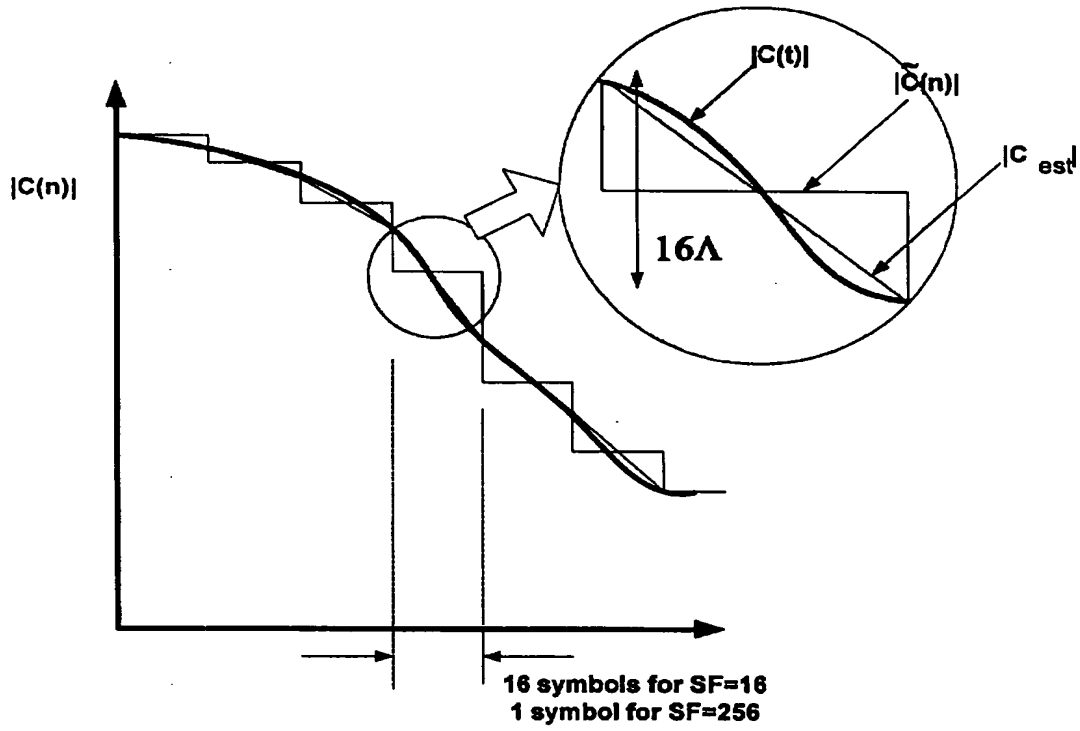
【도 10】



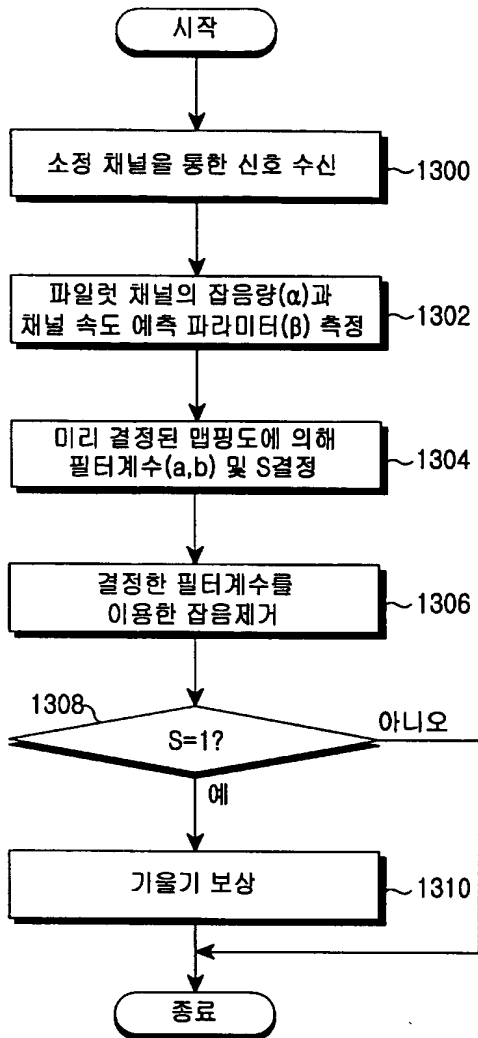
【도 11】



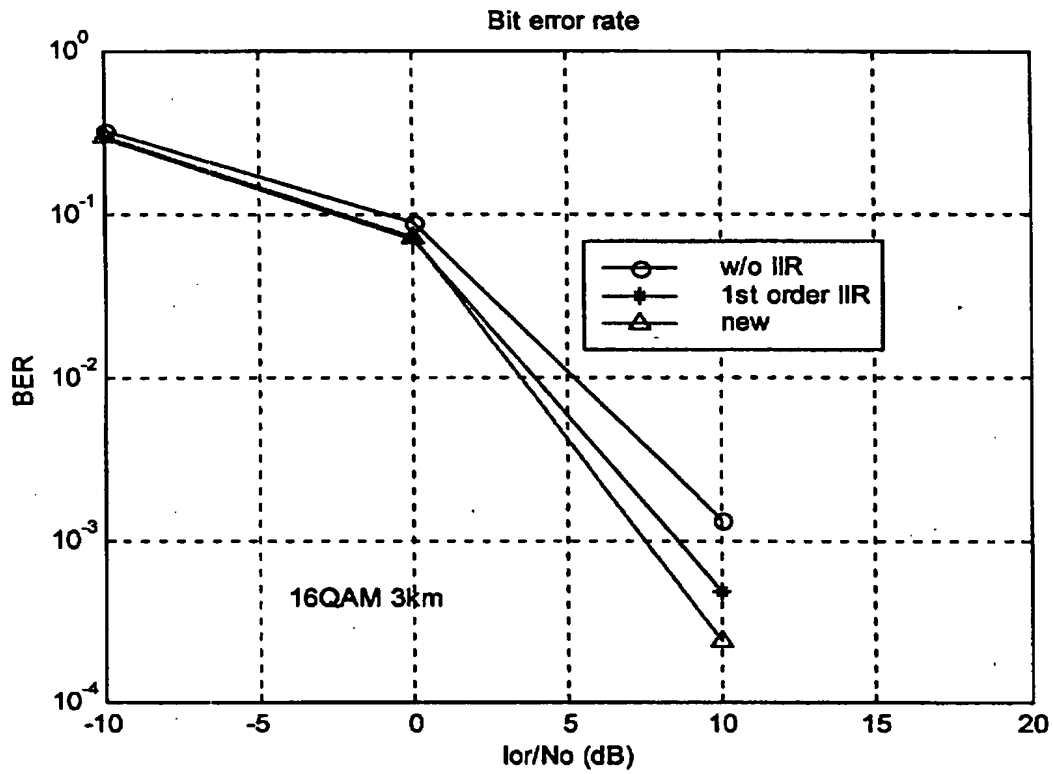
【도 12】



【도 13】



【도 14】



【도 15】

